



# PROYECTO FIN DE CARRERA

## MODELADO DE REDES SMATV

## MEDIANTE TÉCNICAS DE MEDIDA

## TDA

Autor: Marcos Beltrán Veth

Tutor: Carlos Cortes Alcalá





**PROYECTO FIN DE CARRERA  
PLAN 2000**

E.U.I.T. TELECOMUNICACIÓN

**TEMA:** MODELADO DE REDES SMATV

**TÍTULO:** Modelado de redes SMATV mediante técnicas de medida TDA

**AUTOR:** Marcos Beltrán Veth

**TUTOR:** Carlos Cortés Alcalá

Vº Bº.

**DEPARTAMENTO:** DIAC

**Miembros del Tribunal Calificador:**

**PRESIDENTE:** Eloy Portillo Aldana

**VOCAL:** Carlos Cortés Alcalá

**VOCAL SECRETARIO:** José Luis Rodríguez Vázquez

**DIRECTOR:**

**Fecha de lectura:** 28 Septiembre de 2012

**Calificación:**

El Secretario,

**RESUMEN DEL PROYECTO:**

En este Proyecto se pretende establecer la forma de realizar un análisis correcto y ajustado de las redes SMATV (Satellite Master Antenna Television), incluidas dentro de las ICT (Infraestructura Común de Telecomunicaciones), mediante el método de análisis TDA (Time Domain Analysis).

Para ello, en primer lugar se procederá a hacer un estudio teórico sobre las ICT's y sobre las bases en las que se sustenta el método de análisis TDA que sirva como puente introductorio al tema principal de este proyecto.

Este tema es el de, mediante el programa de simulación AWR, caracterizar la señal más adecuada para realizar medidas de calidad en las redes SMATV mediante la técnica del TDA y ser capaz de realizar un estudio conciso de estas. Esto se pretende conseguir mediante la definición más correcta de los parámetros de la señal de entrada que se introduciría en la red en futuras medidas de prueba.

Una vez conseguida una señal "tipo", se caracterizarán diferentes dispositivos o elementos que forman las redes SMATV para comprobar que la medida realizada con el método del TDA es igual de válida que realizada con el método de análisis vectorial de redes (VNA).



## **Agradecimientos**

En primer lugar, quiero agradecer a mi tutor, Carlos Cortés Alcalá, la oportunidad que me ha ofrecido de realizar este Proyecto Fin de Carrera, además de su cercanía, esfuerzo, dedicación y predisposición a la hora de asesorarme para culminar con éxito este trabajo.

Agradecer también a mi familia, en especial a mis padres, hermano, cuñada y abuela, que gracias a ellos he conseguido llegar hasta aquí, ya que sin ellos no habría sido posible. Gracias por creer en mí.

Por último, agradecer a todas esas personas que con su amistad desinteresada han conseguido que superase los momentos complicados de la carrera y han amenizado las largas horas de estudio, otorgándome experiencias vividas que jamás olvidaré, viva donde viva.

## **RESUMEN**

En este Proyecto se pretende establecer la forma de realizar un análisis correcto y ajustado de las redes SMATV (Satellite Master Antenna Television), incluidas dentro de las ICT (Infraestructura Común de Telecomunicaciones), mediante el método de análisis TDA (Time Domain Analysis).

Para ello, en primer lugar se procederá a hacer un estudio teórico sobre las ICT's y sobre las bases en las que se sustenta el método de análisis TDA que sirva como puente introductorio al tema principal de este proyecto.

Este tema es el de, mediante el programa de simulación *AWR*, caracterizar la señal más adecuada para realizar medidas de calidad en las redes SMATV mediante la técnica del TDA y ser capaz de realizar un estudio conciso de estas. Esto se pretende conseguir mediante la definición más correcta de los parámetros de la señal de entrada que se introduciría en la red en futuras medidas de prueba. Una vez conseguida una señal "tipo", se caracterizarán diferentes dispositivos o elementos que forman las redes SMATV para comprobar que la medida realizada con el método del TDA es igual de válida que realizada con el método de análisis vectorial de redes (VNA).

## **ABSTRACT**

This project aims to establish how to perform a proper analysis and set of SMATV networks (Satellite Master Antenna Television), included within the ICT (Common Telecommunications Infrastructure) by the method of analysis TDA (Time Domain Analysis).

To do this, first it will proceed to make a theoretical study on the ICT's and the basis on which the method of analysis TDA is based, introduction that serve as a bridge to the main issue of this project.

This issue is about characterizing the most appropriate signal quality measurements in SMATV networks using the technique of AD through the AWR simulation program, and be able to make a concise study of these. This is intended to achieve through the proper definition of the parameters of the input signal, that would be introduced into the network in future test measures. Once achieved a signal "type", will be characterized different devices or elements forming SMATV networks to check that the measure on the TDA method is as valid as on the method of vector network analysis (VNA) .





## ÍNDICE DE CONTENIDOS

1.	Introducción a las ICT's.....	15
2.	Introducción a las SMATV.....	20
3.	Introducción al Análisis del Tiempo (TDA).....	21
3.1	Herramientas de análisis .....	22
3.2	Métodos de análisis en el dominio del tiempo.....	23
3.3	Base teórica sobre las técnicas TDA (Time Domain Analyser) .....	23
3.3.1	Propagación en una línea de transmisión .....	26
3.3.2	Test de reflexión TDR .....	29
3.3.3	Localización de discontinuidades.....	31
3.3.4	Análisis de reflexiones.....	31
3.4	Análisis TDR/TDT frente a análisis mediante VNA .....	34
3.4.1	Limitaciones de análisis: TDR/TDT frente a VNA.....	35
3.5	Relaciones matemáticas entre el TD y el FD.....	42
3.5.1	Caracterización de la función de transferencia de un dispositivo .....	46
4.	Estudio de la señal mediante simulación AWR.....	48
4.1	Introducción .....	48
4.2	Parámetros de la señal.....	48
4.2.1	Tipo de señal a utilizar: .....	48
4.2.2	Frecuencia máxima (Fmax) .....	50
4.2.3	Ancho de banda (BW) .....	50
4.2.4	Características del puerto y la FFT utilizados en el AWR .....	50
4.2.5	Resolución de simulación.....	54
4.3	Medidas de la señal en el AWR.....	55

4.3.1	Ancho del pulso de la señal .....	56
4.3.2	Tiempos de subida y de bajada del pulso .....	58
4.3.3	Simulación concluyente.....	62
4.4	Parámetros del generador de pulsos.....	64
4.4.1	Modelo 10,050A (Picosecond) .....	64
4.4.2	Modelo AV-1011B1-B (AVTECH) .....	66
4.4.3	Modelo AVPP-1-C (AVTECH) .....	67
5.	Análisis de dispositivos mediante técnicas TDA .....	69
5.1	Medida y caracterización de circuitos básicos.....	69
5.1.1	Circuito con bobina .....	69
5.1.2	Circuito con condensador .....	73
5.1.3	Circuito con un Filtro RC .....	76
5.2	Caracterización de elementos que forman la red SMATV .....	79
5.2.1	Atenuador Kontag Banda de Paso .....	79
5.2.2	Derivador Televés 5426.....	83
5.2.3	Pau con repartidor Televés 5449 .....	88
6.	Conclusiones.....	93
7.	Bibliografía.....	96
8.	Anexos.....	98

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1: Aspecto esquemático de una ICT.....	16
Figura 1.2: Estructura de la instalación de una ICT en un inmueble.....	17
Figura 3.1: Funcionamiento de las medidas TDT/TDR .....	22
Figura 3.2: Funcionamiento de las medidas VNA .....	23
Figura 3.3: Medida de Voltaje frente a Tiempo en un osciloscopio en un punto particular de una línea de transmisión conduciendo un escalón de altura $E_i$ [7].....	26
Figura 3.4: Esquema clásico de una línea de transmisión [7] .....	27
Figura 3.5: Diagrama de bloques funcional de un sistema de análisis en el dominio del tiempo .	29
Figura 3.6: Representación en osciloscopio cuando $\varepsilon r = 0$ .....	30
Figura 3.7: Representación en osciloscopio cuando $\varepsilon r \neq 0$ .....	30
Figura 3.8: Representación TDR para cargas típicas [7].....	32
Figura 3.9: Representación TDR para una carga compleja [7] .....	33
Figura 3.10: Valor de la impedancia característica medida a lo largo de una línea de transmisión con distintas discontinuidades [8].....	34
Figura 3.11: Dualidad entre el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia [10].....	36
Figura 3.12: Fuentes TDR y VNA.....	37
Figura 3.13: Ejemplo de ancho de banda de receptor TDR y VNA.....	38
Figura 3.14: Rango dinámico TDR [10].....	38
Figura 3.15: Ejemplo de una pobre selección de la base temporal.....	40
Figura 3.16: Ejemplo de resolución pobre escogida para una medida TDR [10] .....	41
Figura 3.17: Ejemplo de diferentes valores de rango dinámico resultantes [10] .....	42
Figura 3.18: Diagrama de bloques de una medición TDR y forma de onda típica [11].....	43
Figura 3.19: Relación de tensiones que aparecen en un dispositivo tras incidir una onda.....	44

Figura 3.20: Comparativa entre diagramas de distintos esquemas de medición [11] .....	45
Figura 3.21: Relación entre los parámetros S y los parámetros en análisis TDR/TDT.....	46
Figura 4.1: Puerto utilizado en la simulación .....	51
Figura 4.2: Parámetros de la PFFT (FFT de la potencia de la señal) .....	52
Figura 4.3: Esquema AWR del puerto a utilizar .....	55
Figura 4.4: Comportamiento de la señal en el dominio del tiempo.....	55
Figura 4.5: Comportamiento de la señal en el dominio de la frecuencia .....	56
Figura 4.6: Pulsos de las señales con distintos CT .....	57
Figura 4.7: PFFT de las señales con distintos CT .....	58
Figura 4.8: Pulsos de las señales con diferentes $T_r$ .....	59
Figura 4.9: PFFT de las señales con diferentes $T_r$ .....	59
Figura 4.10: Pulsos de las señales con distintos $T_f$ .....	60
Figura 4.11: PFFT de las señales con distintos $T_f$ .....	61
Figura 4.12: PFFT de la señal con $T_r$ i $T_f$ elevados .....	62
Figura 4.13: PFFT de la simulación concluyente .....	63
Figura 4.14: Simulación de la señal del generador 10,500A.....	65
Figura 4.15: Simulación de la señal del generador AV-1011B1-B .....	66
Figura 4.16: Simulación de la señal del generador AVPP-1-C .....	67
Figura 5.1: Esquema de un circuito básico inductivo.....	69
Figura 5.2: Comportamiento en el dominio del tiempo del circuito inductivo .....	70
Figura 5.3: Comportamiento en frecuencia del circuito inductivo.....	70
Figura 5.4: Comparación función transferencia TDR vs VNA.....	71
Figura 5.5: Comparación optimizada de funciones de transferencia TDR vs VNA .....	72
Figura 5.6: Esquema de un circuito capacitivo básico .....	73

Figura 5.7: Comportamiento en el dominio del tiempo del circuito capacitivo .....	74
Figura 5.8: Comportamiento en frecuencia del circuito capacitivo .....	74
Figura 5.9: Comparación función de transferencia TDR vs VNA .....	75
Figura 5.10: Esquema del circuito RC .....	76
Figura 5.11: Comportamiento en el tiempo del circuito RC .....	77
Figura 5.12: Comportamiento en frecuencia el circuito RC.....	77
Figura 5.13: Comparación función de transferencia TDR vs VNA .....	78
Figura 5.14: Atenuador Kontag banda de paso .....	79
Figura 5.15: Esquema del circuito del atenuador .....	80
Figura 5.16: Comportamiento de las señales en el dominio del tiempo.....	81
Figura 5.17: Espectro de la señal de salida.....	81
Figura 5.18: Comparación función de transferencias TDR vs VNA.....	82
Figura 5.19: Derivador Televés 5426.....	83
Figura 5.20: Esquema del funcionamiento básico del derivador.....	84
Figura 5.21: Esquema del circuito del derivador.....	84
Figura 5.22: Comportamiento de las señales en el dominio del tiempo.....	85
Figura 5.23: Espectro de las señales del derivador.....	86
Figura 5.24: Comparación funciones de transferencia TDR vs VNA.....	87
Figura 5.25: PAU + repartidor Televés 5449 .....	88
Figura 5.26: Esquema de conexión del PAU con repartidor (13) .....	89
Figura 5.27: Esquema del circuito del PAU + repartidor .....	89
Figura 5.28: Comportamiento de las señales en el dominio del tiempo.....	90
Figura 5.29: Espectro de la señal de salida del PAU con repartidor .....	91
Figura 5.30: Comparación de funciones de transferencia TDR vs VNA .....	92

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1.1: Características básicas de una red ICT .....	16
---	----

# 1. Introducción a las ICT's

La instalación de Infraestructuras Comunes de Telecomunicación (ICT) para el acceso a los servicios de telecomunicaciones en el interior de los edificios ha supuesto un avance decisivo para la incorporación a las viviendas de nuevas tecnologías (acceso a Internet, TV por cable,...). Estas infraestructuras facilitan, además, la accesibilidad a un amplio abanico de servicios avanzados de telecomunicaciones, como son los servicios del Hogar Digital.

Estas instalaciones se basan en la siguiente normativa:

El Real Decreto-ley 1/1998 de 27 de Febrero [1] sobre Infraestructuras Comunes en los edificios para el acceso a los servicios de telecomunicación, tenía los siguientes objetivos básicos:

- Garantizar el derecho de todos los ciudadanos a acceder a los diferentes servicios de telecomunicación dotando a los edificios de unas infraestructuras adecuadas.
- Procurar el mismo derecho de uso de dichas infraestructuras a todos los Operadores.

El Real Decreto-ley se desarrolló por medio del Real Decreto 279/1999 de 22 de febrero [1]. Este Real Decreto ha sido derogado por el Real Decreto 401/2003 de 4 de abril. El ámbito de aplicación del mismo contempla los siguientes casos en la implementación de una ICT:

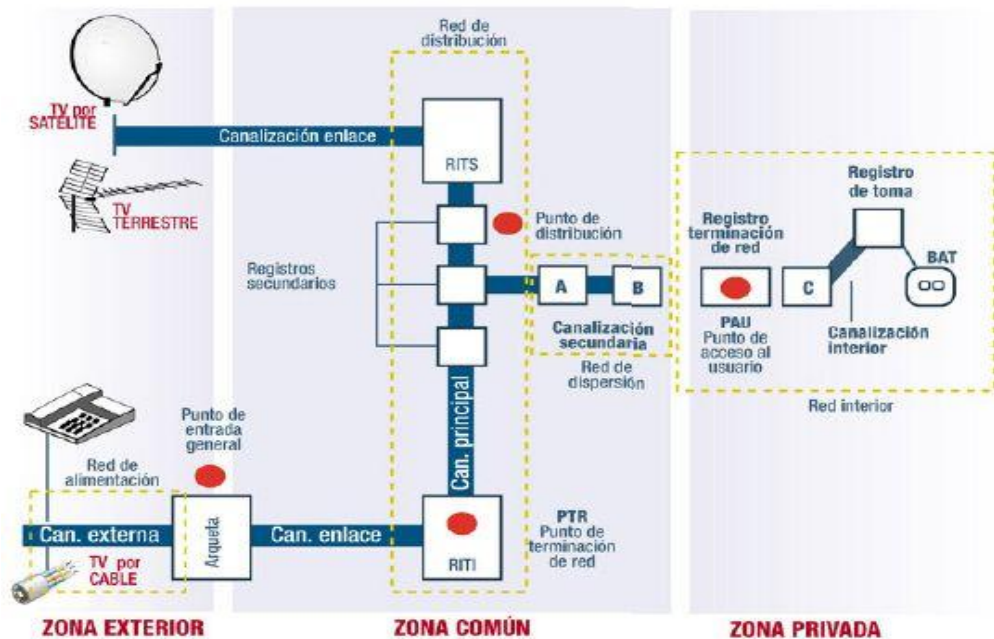
- Edificios de nueva construcción, en los que el reglamento es de obligado cumplimiento para promotores/constructores.
- Edificios rehabilitados.
- Edificios ya construidos en los que la comunidad de propietarios decide la instalación de una ICT.

Una ICT básica, según reglamento, debe contener los siguientes elementos [2]:

Canalizaciones comunitarias
2 pares por vivienda
Los registros de Terminación de Red contienen los PAU para TB+RDSI, TLCA/SAFI y RTV
Conductos para la canalización interior de usuario para TB+RDSI, TLCA/SAFI y RTV
1 base de acceso terminal RJ11 por cada 2 estancias (excluidos baños y trasteros)

*Tabla 1.1: Características básicas de una red ICT*

El aspecto que tiene una ICT de forma general sobre plano es el siguiente [3]:



*Figura 1.1: Aspecto esquemático de una ICT*

Para tener un mejor conocimiento visual de la red, a continuación se muestra una ICT distribuida en un bloque de pisos [4]:



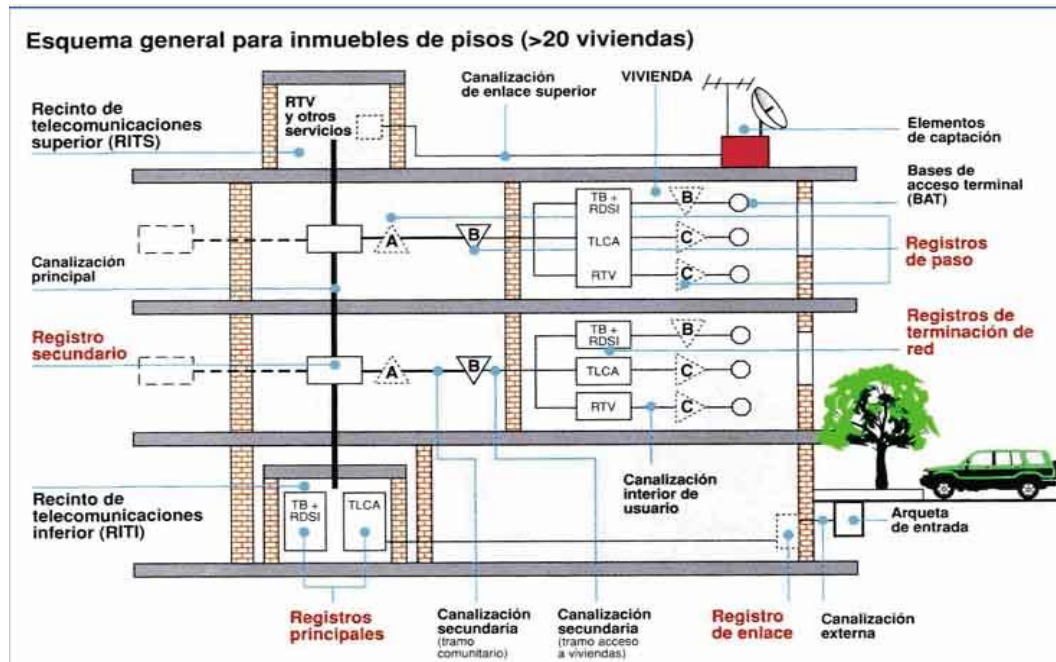


Figura 1.2: Estructura de la instalación de una ICT en un inmueble

A continuación se detallarán las diferentes partes de las ICT's [5]:

- **Conjunto de elementos de captación de señales.**

Es el conjunto de elementos encargados de recibir las señales de radiodifusión sonora y televisión procedentes de emisiones terrenales y de satélite. Los conjuntos captadores de señales están formados por las antenas, mástiles, torretas y demás sistemas de sujeción necesarios (que deberán estar en la parte superior del inmueble en una zona libre de obstáculos), en unos casos, para la recepción de las señales procedentes de emisiones terrenales, y en otros, para las procedentes de satélite. Así mismo, formarán parte del conjunto captador de señales todos aquellos elementos activos o pasivos encargados de adecuar las señales para ser entregadas al equipamiento de cabecera.

- **Equipamiento de cabecera.**

Es el conjunto de dispositivos encargados de recibir las señales provenientes de los diferentes conjuntos captadores de señales de radiodifusión sonora y televisión y adecuarlas para su distribución al usuario en las condiciones de calidad y cantidad deseadas. Se encargará de entregar el conjunto de señales a la red de distribución. El

portador que se utiliza en esta red de cable es un coaxial que debe contemplar un ancho de banda mínimo de 2150MHz.

- **Red**

Es el conjunto de elementos necesarios para asegurar la distribución de las señales desde el equipo de cabecera hasta las tomas de usuario. Esta red se estructura en tres tramos (red de distribución, red de dispersión y red interior), con dos puntos de referencia (punto de acceso al usuario y toma de usuario).

*Red de distribución:*

Esta primera red enlaza el equipo de cabecera con la red de dispersión. Comienza a la salida del dispositivo de mezcla, y su función principal es llevar a cada planta las señales necesarias para facilitar la incorporación de las señales procedentes de los elementos de captación a la red de distribución. Finaliza en los derivadores, que permiten la segregación de las señales a la red de dispersión. La infraestructura que la soporta está compuesta por la canalización principal, que une los recintos de instalaciones de telecomunicaciones inferior y superior y por los registros principales. Esta red es doble lo que permite la distribución de dos plataformas digitales. Un ejemplo de este tipo de redes, son las conocidas como SMATV (*Satellite Master Antenna Television*)

*Red de dispersión:*

Es la parte de la red que enlaza la red de distribución con la red interior de usuario. Comienza en los derivadores que proporcionan la señal procedente de la red de distribución, y finaliza en los puntos de acceso al usuario. Está formada por dos cables coaxiales, que dejan pasar las emisiones terrestres en la banda 47 a 862MHz; en el resto, desde 950 hasta los 2.150 MHz, se sitúan, de manera alternativa, las emisiones de satélite, cuando existan.

*Red interior.*

Corresponde al último tramo de la red y su función principal es distribuir desde los PAU hasta las bases de cada toma de usuario las señales de los diferentes servicios de telecomunicación en el interior de cada vivienda o local. La infraestructura que la

soporta está formada por la canalización interior de usuario, los registros de terminación de red y de toma y PAU:

- **Punto de acceso al usuario (PAU):**

En el PAU comienza la red interior del domicilio del usuario, que permite la delimitación de responsabilidades en cuanto al origen, localización y reparación de averías. Se encuentra ubicado en el interior del domicilio, concretamente en los registros de terminación de red. Permite al usuario la selección del cable de la red de dispersión que desee, puesto que la instalación incluye dos cables. Se incluye, como mínimo, un PAU para cada usuario final.

Para el caso de viviendas, el PAU aloja un elemento repartidor, el cual dispone de un número de salidas que permite la conexión y servicio a todas las estancias de la vivienda, excluyendo baños y trasteros.

- **Toma de usuario:**

Es el dispositivo que permite la conexión a la red de los equipos de uso personal para acceder a los diferentes servicios. En viviendas, se incluye una toma de usuario por cada dos estancias o fracción. Encontrando como mínimo un número de dos tomas de cada servicio por vivienda. En el proyecto se realizará un estudio sobre el aislamiento entre dos tomas de usuario en bandas TV/SAT.

## 2. Introducción a las SMATV

Ahora que ya se tiene una idea general de qué es una ICT, se continuará con la explicación de una de las partes que constituyen esta instalación, y que es la que se estudiará en este proyecto, es decir, las redes SMATV [6].

Los sistemas SMATV (antena colectiva de satélite) transmiten señales de televisión y radio para su utilización en edificios de viviendas. Las señales se reciben de forma centralizada en la unidad de cabecera y se distribuyen por cable coaxial a todas las viviendas. Las redes domésticas SMATV son instalaciones complementarias para la recepción de televisión vía satélite individuales (DTH, directo a casa) o redes de cable (CATV).

La primera consideración del sistema SMATV es la adaptación de la cabecera final del SMATV al multiplexor de la televisión digital desde el satélite, distribuyendo esa señal al decodificador receptor integrado (IRD) ubicado en las casas de los usuarios. Dos sistemas han sido definidos: sistema SMATV-A y sistema SMATV-B, dependiendo de la señal procesada del satélite.

- Sistema SMATV-A con transmodulación desde FM a AM. Estas redes operan en el espectro de frecuencias de VHF y UHF. La cabecera está configurada dependiendo del esquema amplificador seleccionado: canal simple o banda ancha.

Pueden ser vistos como operadores de redes de cable para una zona limitada (uno o varios edificios), mientras las fuentes únicas son las señales vía satélite y terrestre. Una configuración de este sistema es el SMATV-A-IF. Es la extensión directa de la instalación DTH a varios usuarios compartiendo el sistema de antena compuesto de una o varias unidades de antenas de satélite. Se requiere una red de distribución de cable trabajando en banda de frecuencia intermedia (FI), de 950 a 2050MHz.

- Sistema SMATV-B muestra una recepción directa de las señales digitales vía satélite empleando adaptación de frecuencia de la señal recibida por satélite a las características de una frecuencia de banda apropiada a la red de distribución SMATV. Este sistema también tiene una configuración de FI, el SMATV-B-IF

### 3. Introducción al Análisis del Tiempo (TDA)

En un principio, la metodología seguida para poder calcular el comportamiento de una red se basaba en la realización de un sumatorio de las ganancias ó atenuaciones que aportaban los distintos dispositivos que completaban dicha red. Es entonces cuando se escoge el dominio de la frecuencia como base para poder realizar una visualización sobre el comportamiento de la red/dispositivo a analizar, y por ello se comienza a utilizar lo que se conoce hoy en día como *analizador de redes*.

En concreto, un *analizador vectorial de redes* (VNA) consta de un generador de señal que produce una senoide cuya frecuencia es leída para excitar el dispositivo de prueba (DUT). Desde este momento el concepto de DUT (*Device Under Test*) aparecerá refiriéndose a aquel dispositivo, red ó infraestructura sobre la que se va a realizar ciertas medidas.

Continuando con lo explicado, el analizador de redes mide las señales reflejadas y transmitidas del DUT. La forma de onda reflejada puede ser presentada en varios formatos donde el más utilizado el coeficiente de reflexión. El coeficiente de reflexión es un parámetro que establece la relación entre la señal reflejada y la señal que incide en un DUT aunque este concepto se explicará de forma detenida más adelante.

El dominio frecuencial puede ser el más indicado para poder observar el comportamiento de cualquier red/dispositivo, pero existen ciertas limitaciones a la hora de realizar las medidas sobre infraestructuras extensas tales como ICT's instaladas en una vivienda con un gran número de plantas, donde si se quiere realizar una medida con un VNA entre la primera planta y la última (por ejemplo), se presenta bastante complejo.

Es por ello por lo que se realiza un cambio desde el punto de vista de análisis de redes/dispositivos y se plantea la posibilidad de aplicar una metodología basada en la utilización de medidas temporales. Esta metodología se conoce como "*Técnica de Análisis en el Dominio del Tiempo*" y, como su propio nombre indica, se basa en la utilización de señales en el dominio temporal, para poder caracterizar el comportamiento de la red/dispositivo.

### 3.1 Herramientas de análisis

Actualmente existen dos técnicas básicas de medición para la caracterización de la integridad de señales en sistemas digitales: análisis en el dominio del tiempo y análisis en el dominio de la frecuencia, que serán utilizadas dependiendo de en qué dominio se esté trabajando y de qué características del sistema medido se quieran obtener.

El instrumento TDR es un osciloscopio de muestreo con un amplio ancho de banda. El generador del TDR envía señales de tipo escalón o pulso al DUT (*Device Under Test*) y, basándose en las reflexiones que recibe el TDR procedentes del DUT, se puede deducir gran cantidad de información sobre las propiedades de dicho dispositivo o red. Entre ellas se pueden citar la localización de fallos, la impedancia del DUT, las pérdidas de retorno, así como conocer la topología del sistema. El usuario también puede usar el dominio del tiempo de transmisión (TDT) para medir o caracterizar el tiempo de subida, los ecos producidos o el retardo introducido por el sistema.

A continuación se muestra un esquema del funcionamiento de ambas mediciones:

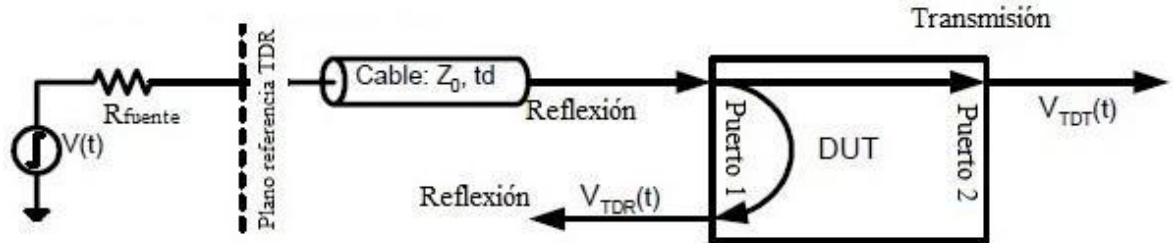


Figura 3.1: Funcionamiento de las medidas TDT/TDR

El VNA, en cambio, utiliza ondas sinusoidales de distintas frecuencias como señal de entrada y un filtro de banda muy estrecha en el extremo receptor. Las medidas se realizan haciendo un barrido en frecuencia en la fuente y en el receptor de forma sincronizada. Como resultado de esta medida, el usuario obtiene la información sobre el comportamiento en frecuencia del dispositivo (mediante los parámetros S). Sin embargo, a fin de obtener conocimiento de la topología del DUT, tal y como se obtiene con una medición TDR o TDT, hay que convertir los datos al dominio del tiempo utilizando el software adicional.

En el siguiente esquema se muestra el funcionamiento general del VNA:

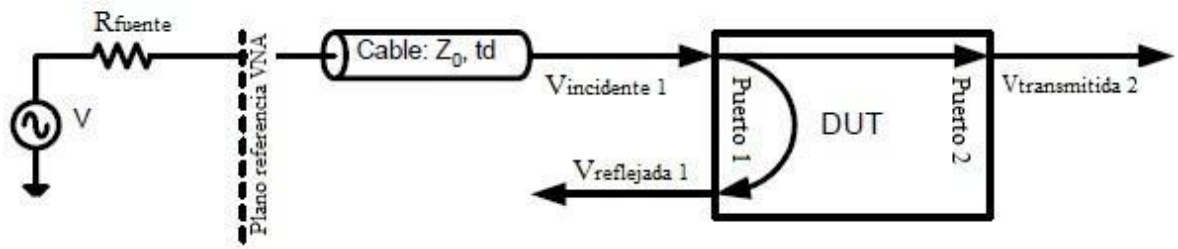


Figura 3.2: Funcionamiento de las medidas VNA

### 3.2 Métodos de análisis en el dominio del tiempo

En su definición más amplia, el análisis en el dominio del tiempo es una técnica de detección remota. En dicha técnica las características de la reflexión y la transmisión de una señal conocida dentro de un medio conocido se pueden utilizar para determinar de manera exacta la localización espacial y la naturaleza (resistiva, inductiva o capacitiva) de las discontinuidades o desadaptaciones en el medio. También puede proporcionar información acerca de las pérdidas de un sistema de transmisión.

Estas dos características, reflexión y transmisión, se analizan de manera independiente, pasando a denominarse Reflectometría en el Dominio del Tiempo (TDR) y Transmisión en el Dominio del Tiempo (TDT).

### 3.3 Base teórica sobre las técnicas TDA (Time Domain Analyser)

El procedimiento típico a seguir en la aplicación de estas medidas parte de introducir una señal incidente en un DUT y observar el comportamiento de las señales que puedan aparecer en las puertas de salida como también en la puerta de entrada. Es por ello por lo que la observación del comportamiento del DUT se puede observar en los siguientes dos puntos de vista:

Por un lado, el interés puede recaer en sacar información sobre el comportamiento de la red/dispositivo cuando se inyecta una señal por un puerto de entrada y se relaciona con la señal que aparece en el puerto de salida. Es este caso en el que el punto de vista se centra en el estudio de la respuesta de la red/dispositivo en concepto de transmisión, recibiendo dicho análisis el nombre de *TDT (Time Domain Transmission)*.

Sin embargo, si el interés recae en la observación de la señal que se introduce por un puerto de entrada y en este caso se relaciona con la señal que se refleja en ese mismo puerto, el punto de vista se centra en el estudio del comportamiento de la red/dispositivo en concepto de reflexión. Éste análisis recibe el nombre de *TDR (Time Domain Reflectometry)*.

Por tanto, por la aparición de estos dos puntos de vista, a partir de ahora para referirnos a la aplicación de medidas en el dominio temporal en reflexión y transmisión utilizaremos la terminología TDR/TDT.

El procedimiento basado en medidas tomadas en el dominio de la frecuencia mediante VNA, tiene sus limitaciones a la hora de analizar redes/dispositivos con distintas discontinuidades, ya que no presenta información sobre la localización de las mismas. Por tanto, cuando esta información es importante resulta más práctico recurrir a medidas en el dominio del tiempo TDR/TDT.

A día de hoy, la utilización de las técnicas de medida en el dominio del tiempo, ha estado enfocado a la caracterización de materiales así como de buses de datos de alta velocidad, pero estas técnicas de medida temporal presentan limitaciones relacionadas con el tipo de pulso/escalón a utilizar, ya que éste deberá transmitirse a una frecuencia relativamente alta para poder propagarse a lo largo de la red/dispositivo. Por otro lado, mediante las técnicas TDR/TDT se obtiene información más relevante con respecto a la respuesta en ancho de banda de un sistema de transmisión que otras técnicas de medida.

La posible existencia de discontinuidades (desde el punto de vista de impedancia) provoca que el método más común para evaluar una red/dispositivo y la impedancia de la misma, se base en aplicar una señal al DUT y medir las ondas resultantes de la discontinuidad que pueda existir. A partir de estas medidas, se puede obtener la relación entre la onda reflejada e incidente que equivaldría al coeficiente de reflexión, así como a



la relación entre la señal transmitida a través del DUT y la señal incidente, que equivaldría al coeficiente de transmisión. Otra medida que se puede obtener es la relación de onda estacionaria (SWR ó ROE) que relaciona el valor máximo y el valor mínimo de una onda estacionaria. La ROE está directamente relacionada con el módulo del coeficiente de reflexión, de tal forma que las expresiones resultan:

$$ROE = \frac{1+|\rho|}{1-|\rho|} \quad (3.1)$$

Por otro lado, un analizador vectorial de redes tiene la opción de incorporar un formato TDR equivalente pero éste debe estar equipado con un software apropiado para realizar la *Transformada rápida Inversa de Fourier (IFFT)*. Este método funciona adecuadamente si al ingeniero le resulta como trabajar con parámetros de dispersión (*Scattering parameters*) en el dominio de la frecuencia. Sin embargo, si el ingeniero no está familiarizado con estas herramientas propias del campo de las microondas, la curva de aprendizaje puede resultar más empinada.

En comparación con otras técnicas de medición, las técnicas TDR/TDT proporcionan una mirada más intuitiva y directa hacia las características de una red/dispositivo.

Esta técnica de eco revela de una vista rápida la impedancia característica de la red/dispositivo y, a su vez, muestra la posición y la naturaleza (resistiva, inductiva o capacitiva) de cada una de las discontinuidades a lo largo del DUT. Las medidas TDR/TDT también puede proporcionar información acerca de las pérdidas de un sistema de transmisión así como si son pérdidas en serie o pérdidas de paralelo. Toda esta información puede estar disponible inmediatamente en la representación que muestra el osciloscopio si así se precisa. Cabe destacar que éstas medidas en el dominio del tiempo también proporcionan mayor información referente a la respuesta en banda ancha de una red de transporte que cualquier otro método de medición.

En la siguiente figura se muestran las principales variables a utilizar para el análisis de una línea de transmisión.

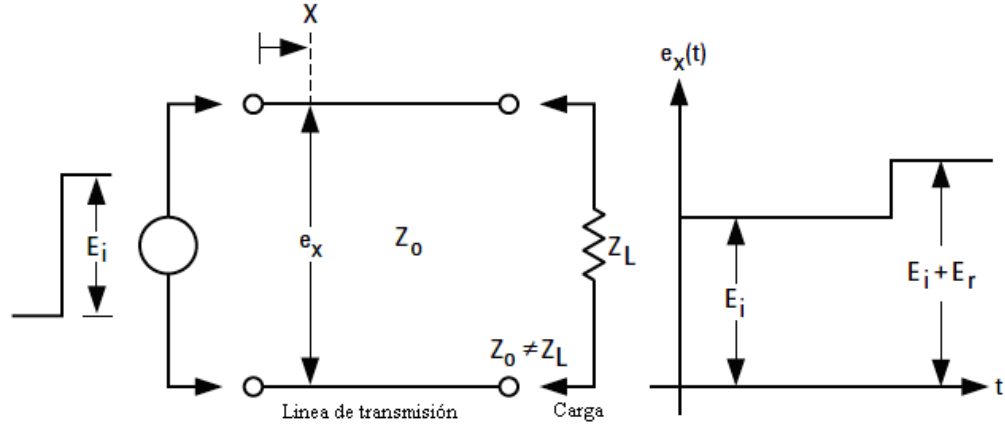


Figura 3.3: Medida de Voltaje frente a Tiempo en un osciloscopio en un punto particular de una línea de transmisión conduciendo un escalón de altura  $E_i$  [7]

### 3.3.1 Propagación en una línea de transmisión

La línea de transmisión clásica se asume de una estructura común e infinitamente larga de resistencias, bobinas y condensadores como la mostrada en la figura 3.4.

Mediante el estudio de este circuito equivalente se pueden determinar varias características de una línea de transmisión.

Si la línea es infinitamente larga y  $R$ ,  $L$ ,  $C$  están definidas por unidad de longitud, entonces:

$$Z_o = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}} \quad (3.2)$$

donde  $Z_o$  es la impedancia característica de la línea. Un voltaje introducido por un generador requerirá de un intervalo de tiempo finito para recorrer la línea hasta un punto  $X$  (ver figura 3.3). La fase del voltaje que recorre la línea se quedará retrasada con respecto al voltaje introducido por el generador. Además, el voltaje se verá atenuado por un factor de  $\alpha$  por unidad de longitud, por el efecto provocado por las resistencias en serie y admitancias en paralelo que modelan las pérdidas. El desfase y la atenuación quedan definidos por la constante de propagación ( $\gamma$ ) tal que:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (3.3)$$

$\alpha$  = atenuación en neperios por unidad de longitud

$\beta$  = desfase en radianes por unidad de longitud

Se muestra en la siguiente figura un modelo clásico de una línea de transmisión y los elementos que la forman:

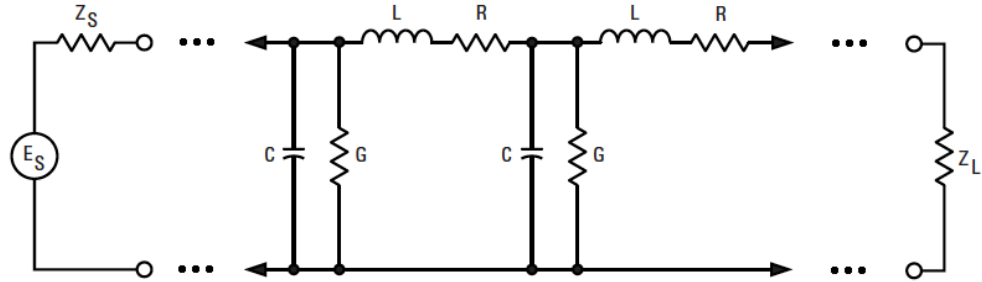


Figura 3.4: Esquema clásico de una línea de transmisión [7]

Como se observa, el comportamiento de una línea de transmisión se puede modelar mediante una estructura infinitesimalmente larga formada por resistencias, bobinas y condensadores. Cada uno de los componentes tiene relación con una determinada característica física de la línea; las resistencias en serie se relaciona con pérdidas, las inductancias con la propia longitud de la línea causando un retardo de fase, los condensadores con la propia capacidad formada entre los dos conductores de la línea y las admitancias en paralelo con las pérdidas que tenga el dieléctrico.

La velocidad a la que viaja una onda a través de la línea se puede expresar en función de  $\beta$ :

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \text{ unidad de longitud por segundo} \quad (3.4)$$

La velocidad de propagación se aproxima a la velocidad de la luz para una línea de transmisión cuyo material dieléctrico es el aire ( $\epsilon_r=1$ ). Para los casos generales, donde  $\epsilon_r$  es la permitividad relativa y  $c$  la velocidad de la luz.

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.5)$$

La constante de propagación se puede utilizar para definir la tensión y la corriente a una distancia  $X$  a lo largo de una línea infinita mediante la relación:

$$E_x = E_{in} e^{-\gamma x} \text{ y } I_x = I_{in} e^{-\gamma x} \quad (3.6)$$

A partir de ahí, la corriente y la tensión están relacionadas en cualquier punto por la impedancia característica de la línea de la siguiente manera:

$$Z_{in} = \frac{E_{in}}{I_{in}} \quad (3.7)$$

Cuando la línea de transmisión es finita en longitud y está acabada con una carga cuya impedancia coincide con la impedancia característica de la línea ( $Z_o$ ), las relaciones entre el voltaje y la corriente se rigen por medio de las ecuaciones citadas.

En el caso de que la carga sea distinta de la impedancia característica, estas ecuaciones no se cumplen a no ser que una segunda onda sea considerada originada en la carga y se propague por la línea hasta la fuente. Esta onda reflejada es energía que no se entrega a la carga. Además, la calidad del sistema de transmisión puede ser definida por la relación entre la onda reflejada y la onda incidente originada en la fuente. Esta relación se le conoce como coeficiente de reflexión ( $\rho$ ) y está relacionada con la impedancia de la línea de transmisión por la ecuación:

$$\rho = \frac{E_r}{E_{in}} = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \quad (3.8)$$

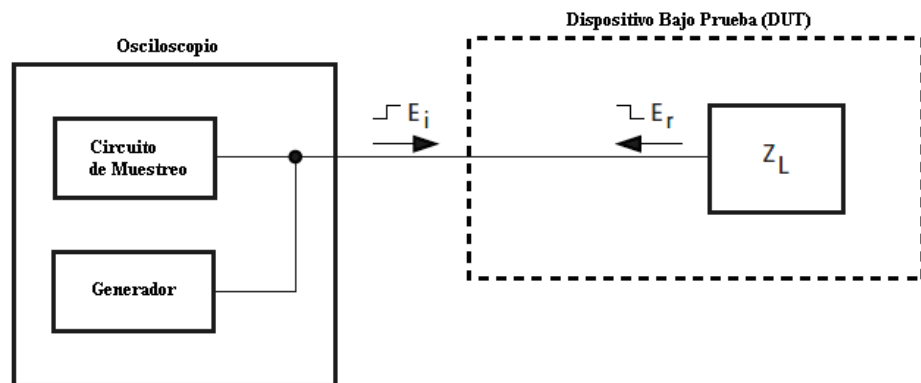
La medida de este parámetro facilita información sobre la existencia de una desadaptación en una red/dispositivo.

Por otro lado, la magnitud de la onda estacionaria sinusoidal a lo largo de una línea terminada en una carga distinta de  $Z_o$ , varía de forma periódica entre un valor máximo y mínimo en función de la distancia. Esta variación se expresa mediante la ROE.

La medida de la ROE mediante un equipo capacitado para ello sólo puede indicar la calidad general del sistema. Este parámetro no contiene información acerca de los componentes del sistema que están causando la reflexión ni tampoco si la reflexión de un componente tiene una fase como para cancelar la reflexión de otro. El ingeniero debe hacer detalladas mediciones en varias frecuencias antes de saber qué debe hacer para poder mejorar la calidad de la transmisión del sistema. Sin embargo, la información sobre reflexión que proporciona la ROE no es suficiente y por ello en el proyecto, la medida en reflexión se centrará en calcular el coeficiente de reflexión.

### 3.3.2 Test de reflexión TDR

Una configuración típica de un sistema de análisis en el dominio del tiempo se muestra en la siguiente figura:



*Figura 3.5: Diagrama de bloques funcional de un sistema de análisis en el dominio del tiempo*

El generador produce una onda de tensión incidente sobre un sistema de transmisión bajo test (DUT). La onda viaja a lo largo de la línea a la velocidad de propagación de la línea. Si la impedancia de carga es igual a la impedancia característica de la línea, no existe onda reflejada y todo lo que se observa en el osciloscopio es la onda de tensión incidente grabada como la onda que pasa por el

punto de la línea donde se está monitorizando mediante el osciloscopio. Obsérvese la figura 3.6:

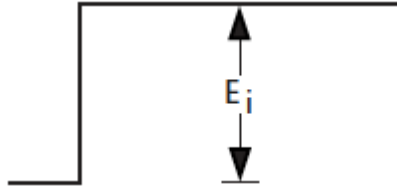


Figura 3.6: Representación en osciloscopio cuando  $\epsilon_r = 0$

Si existe una discontinuidad en la carga, se reflejará parte de la onda incidente y por tanto la onda de tensión reflejada aparecerá en el osciloscopio sumada a la onda incidente.

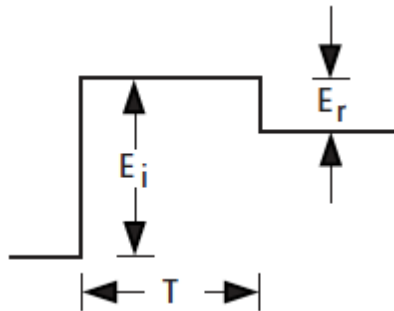


Figura 3.7: Representación en osciloscopio cuando  $\epsilon_r \neq 0$

Se ha observado entonces de qué manera afecta a la onda incidente, la presencia de una discontinuidad. Estas discontinuidades se reconocen en ICT's como desadaptaciones sobre las que no se conoce su situación. Por ello, una de las finalidades para las que se utiliza las técnicas de análisis TDA es en la localización de estas discontinuidades donde el periodo de tiempo  $T$  que aparece en la figura 3.7, es un parámetro primordial para ubicar dichas discontinuidades.

### 3.3.3 Localización de discontinuidades

Como se ha comentado, la localización de discontinuidades es imprescindible para poder mantener el correcto funcionamiento de una red/dispositivo. La onda que se refleja cuando una onda incide en una discontinuidad, es identificada desde ese mismo momento. Ésta es evaluada durante un tiempo que será útil a la hora de determinar la longitud del sistema de transmisión desde el punto de monitorización hasta la localización de la discontinuidad. Esta variable "D" denota la distancia citada:

$$D = \frac{v_p T}{2} \quad (3.9)$$

Donde  $v_p$  es la velocidad de propagación y  $T$  es el tiempo de tránsito entre el punto de monitorización hasta la discontinuidad y el tiempo de vuelta, medido en el osciloscopio.

La velocidad de propagación de la onda por la red/dispositivo puede ser determinada mediante un experimento partiendo de una distancia conocida de un tipo de cable para que la onda incidente viaje a través de la línea y la onda reflejada viaje de vuelta desde una terminación en circuito abierto al final (por ejemplo). Operando con los datos pertinentes la discontinuidad puede ser localizada en la línea. La mayoría de los osciloscopios de medida TDR calculan automáticamente esta distancia facilitándosela al ingeniero.

Por tanto, las discontinuidades son las culpables de que la onda incidente se divida en una onda transmitida en el mismo sentido que la incidente, y una onda reflejada que viaja de vuelta al punto generador. Desde el punto de vista de reflexión, se procede a realizar un análisis sobre el tipo de reflexiones que generan estas discontinuidades.

### 3.3.4 Análisis de reflexiones

Las reflexiones que puedan surgir durante el análisis de una red/dispositivo se van a ver representadas (dependiendo del dominio en el que se esté trabajando) de

diferentes maneras dependiendo del tipo de discontinuidad o desadaptación existente en dicho DUT. Centrándonos como hasta ahora en el análisis temporal, la forma de la onda reflejada es muy valiosa ya que muestra la naturaleza y la magnitud del desequilibrio existente. La figura 3.8 muestra cuatro tipologías típicas de presentaciones de un osciloscopio y la impedancia de carga o discontinuidad responsable de cada representación. Estas representaciones son fácilmente interpretables mediante la expresión del coeficiente de reflexión:

$$\rho = \frac{E_r}{E_{in}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.10)$$

Los valores de  $E_{in}$  y  $E_r$  son medidos en el osciloscopio, permitiendo determinar  $Z_L$  en términos de  $Z_0$  o viceversa. Se puede verificar que las reflexiones son para cada una de las terminaciones especificadas.

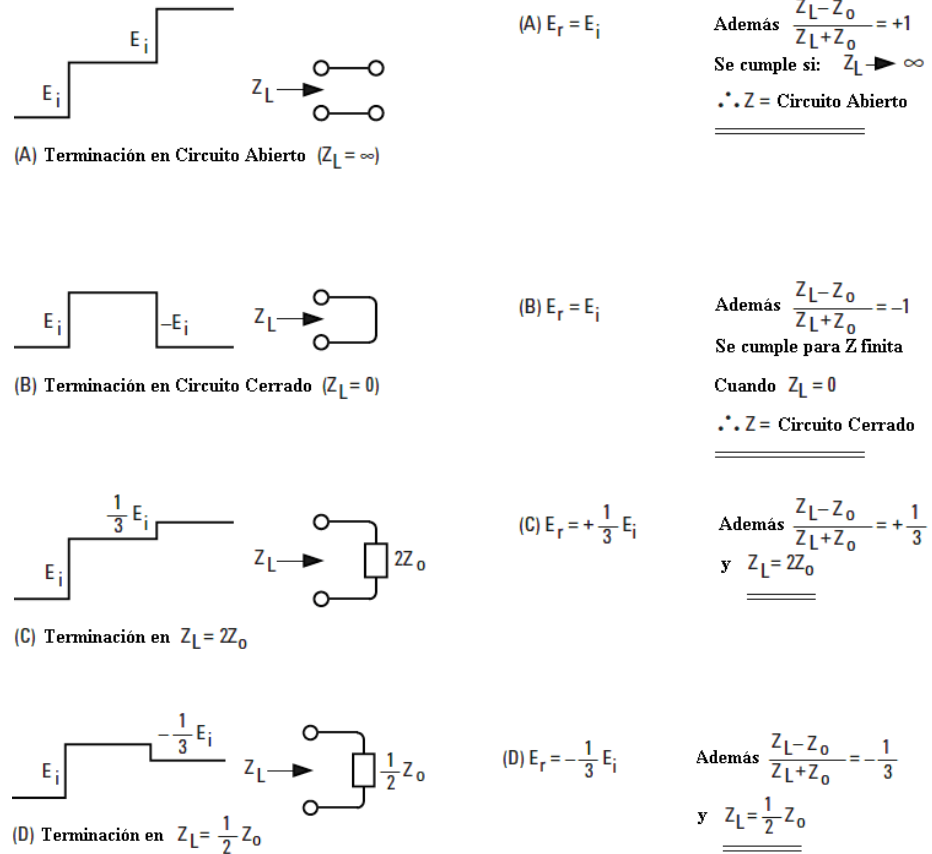


Figura 3.8: Representación TDR para cargas típicas [7]



Asumiendo que  $Z_0$  es real se puede ver que la discontinuidad resistiva refleja un voltaje de la misma forma del voltaje que viajaba, con una magnitud y polaridad de  $E_r$  determinada por la relación entre los valores de  $Z_0$  y  $R_L$ . Es de interés también, las reflexiones producidas por una impedancia de carga imaginaria, donde cuatro ejemplos de ello aparecen en la figura siguiente:

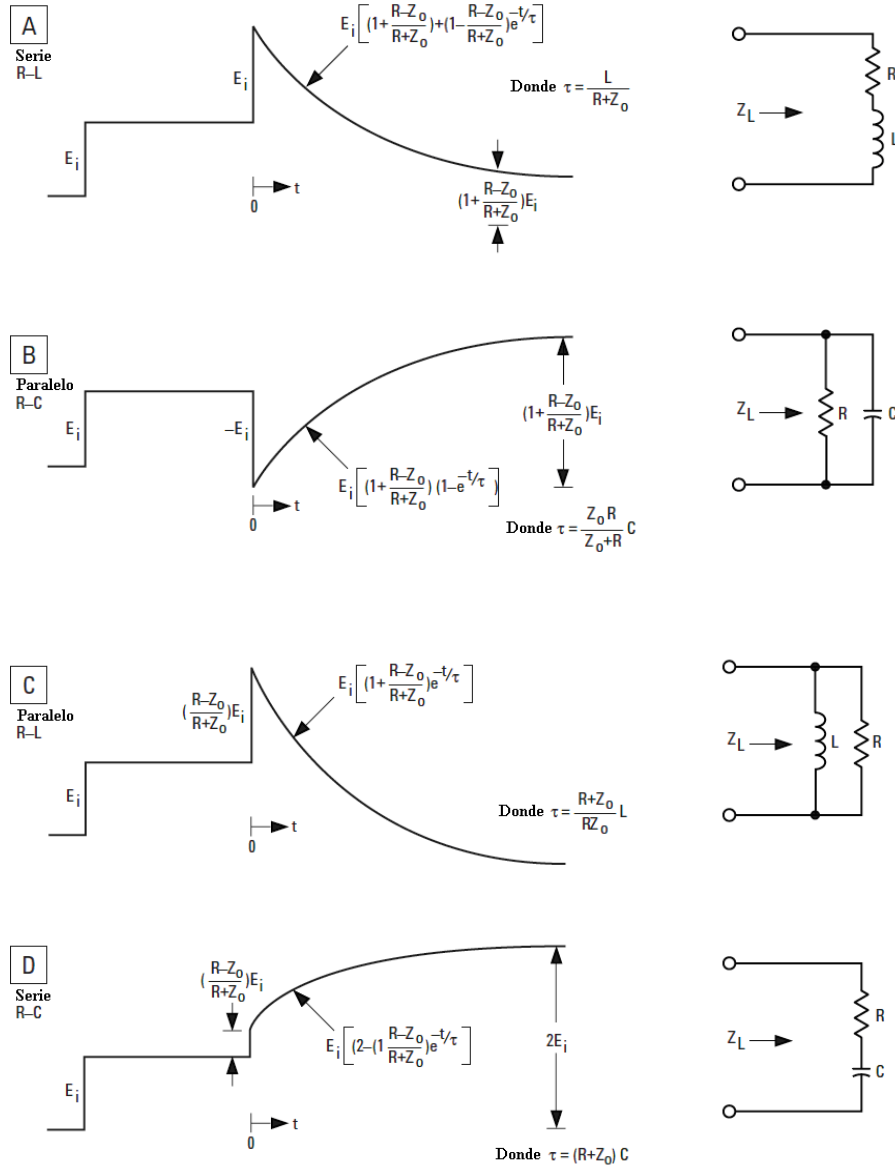
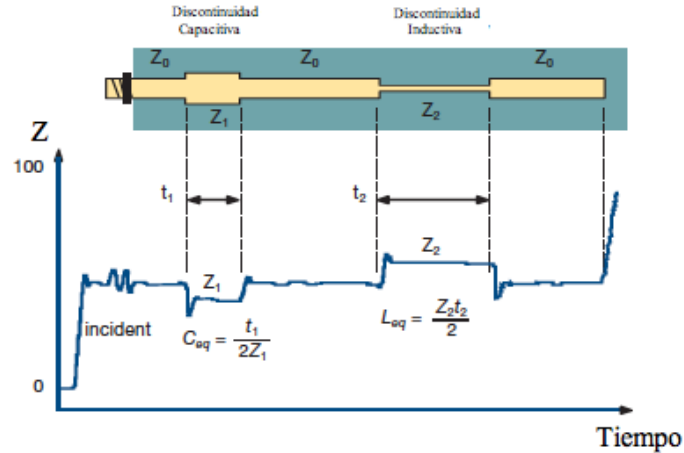


Figura 3.9: Representación TDR para una carga compleja [7]

Como ejemplo de discontinuidades, en la figura 3.10 se representa un tramo de línea cualquiera con varias discontinuidades y la representación de cómo varía el valor de la impedancia en cada punto de la línea:



*Figura 3.10: Valor de la impedancia característica medida a lo largo de una línea de transmisión con distintas discontinuidades [8]*

En la figura 3.10, se observan los cambios que sufre el valor de la impedancia a lo largo de una línea que contiene distintas discontinuidades. Estos cambios, facilitan al usuario datos relevantes para el cálculo de la distancia que existe entre el punto de medición y las discontinuidades. A su vez, la gráfica también proporciona información sobre el tipo de discontinuidad (resistiva, inductiva o capacitiva) que ha producido la variación.

### 3.4 Análisis TDR/TDT frente a análisis mediante VNA

Como se ha comentado, anteriormente la realización de medida mediante VNA sobre redes/dispositivos concretos, era la metodología a seguir más usada pero como en todos los casos, aparecen limitaciones como puede ser si se intenta realizar una medida entre dos tomas de usuario pertenecientes a una ICT, donde una se encontrase en la planta baja y la otra en la más alta. Por ello, a la hora de realizar un estudio sobre el comportamiento de una red/dispositivo ante esta situación, se le plantea al ingeniero la posibilidad de

utilizar las técnicas de medida en el tiempo TDR/TDT para caracterizar el comportamiento en el dominio del tiempo de dicha red/dispositivo para poder posteriormente conseguir la misma medida que facilitaría un VNA.

La decisión de tomar un camino u otro, dependerá de las herramientas con las que se disponga y sobre todo, de hasta dónde se va a poder profundizar el estudio de la red/dispositivo.

Como ventaja del análisis TDR/TDT cabe señalar que al realizarse en el dominio del tiempo ofrecerá mayor información sobre posibles discontinuidades, características e incluso su ubicación en la red como se ha podido comprobar en apartados anteriores.

El análisis en el dominio frecuencial se podrá realizar utilizando un analizador vectorial de redes que no sólo mide la amplitud de los parámetros S o de dispersión de una red, sino que también información acerca de la fase de estos [9].

Por tanto, las dos técnicas de medida están presentes, pero se tienen que estudiar las limitaciones que cada una de ellas pueden plantear.

### **3.4.1 Limitaciones de análisis: TDR/TDT frente a VNA**

En el caso de las medidas TDR/TDT, éstas son idóneas si se excita un dispositivo DUT mediante un voltaje de tipo escalón/pulso. Es entonces cuando aparece el concepto del retardo de tiempo (*time delay*) en el escalón/pulso al viajar a través del DUT [10]. Este retraso está relacionado directamente con la longitud del DUT. Múltiples reflexiones en el DUT causarán retrasos en la señal al propagarse a través del dispositivo. El tamaño de éstas reflexiones pueden ser determinadas a partir de las variaciones en la amplitud de la señal.

Las medidas tomadas con un VNA son adecuadas en el dominio de la frecuencia y por ello el DUT se caracteriza mediante dicho instrumento para cada una de las frecuencias de interés. La magnitud y la fase son medidas relativas de la señal incidente.

Como se conoce, existe una dualidad entre el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia. Todas las frecuencias de la caracterización de la red/dispositivo en el dominio de la frecuencia son utilizadas para calcular la respuesta en el tiempo.

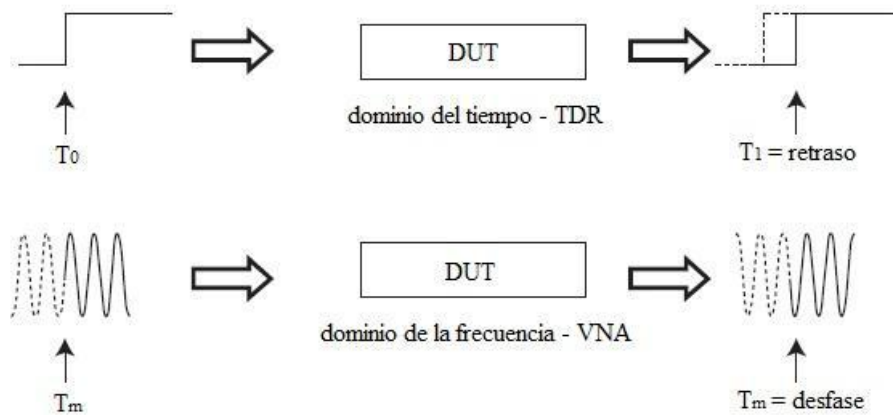


Figura 3.11: Dualidad entre el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia [10]

Se observa en la figura 3.11 claramente la relación entre las medidas en el dominio del tiempo y de la frecuencia. Como se ha mencionado, las técnicas TDR se basan en la medida de las ondas reflejadas a la entrada de una red/dispositivo frente a la onda que incide sobre éste en el dominio temporal. El equivalente en el dominio de la frecuencia es el parámetro de dispersión  $S_{11}$ , que es el coeficiente de reflexión a la entrada. Los parámetros  $S$  son la relación entre el voltaje de la onda reflejada y el voltaje de la onda incidente. De la misma manera, las medidas TDR te muestran la señal incidente y las ondas reflejadas. La correspondiente medida TDT en el dominio de la frecuencia es el parámetro  $S_{21}$ , que es la relación entre la onda transmitida y la incidente y es el parámetro que vamos a utilizar para poder caracterizar cualquier red/dispositivo de manera directa.

Para realizar una medida de forma correcta, hay que tener en cuenta todos los factores que puedan limitar la aplicación ciertas medidas.

- Elección de la fuente para medidas TDR/TDT y medidas mediante VNA

Para el caso de medidas TDR/TDT, como fuente se utiliza un generador de pulsos/escalón [10]. Dicho generador introduce señales con un tiempo de subida de 40ps (aproximadamente). El contenido frecuencial de un escalón/pulso depende de su tiempo de subida (risetime) y la potencia disminuye con frecuencias altas. Esto causa pérdidas en el rango dinámico y precisión a frecuencia altas.

Por otro lado, la fuente VNA introduce un simple tono frecuencial que es barrido alrededor de un rango de frecuencial deseado. La potencia de la fuente es constante en toda la banda de frecuencia lo cual no causa pérdidas de precisión para frecuencias altas.

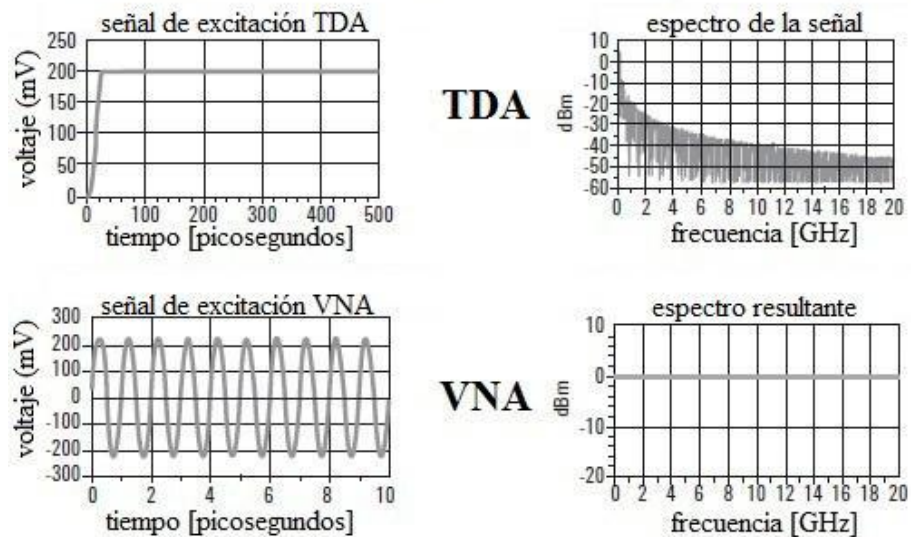


Figura 3.12: Fuentes TDR y VNA

El espectro correspondiente para una señal de tipo escalón utilizada en un análisis TDR, presenta una forma de “sinc” que conforme aumenta la frecuencia, disminuye su magnitud. Por otro lado, se muestra el espectro que se presenta en el caso en el que se analiza una senoide a diferentes frecuencias, obteniendo una respuesta en frecuencia plana.

- Ancho de banda en recepción en TDR y VNA

Los sistemas TDR tienen un receptor de banda ancha con elección entre de ancho de banda. El VNA tiene un selector de ancho de banda de frecuencia intermedia (IF) que puede ser modificado con el objetivo de reducir el ruido de suelo (*noise floor*) significativamente. En comparación con el ancho de banda de TDR, el ruido de suelo es alto, llegando a limitar el rango dinámico TDR a 40dB en comparación con el rango dinámico VNA de 100dB de manera aproximada [10].

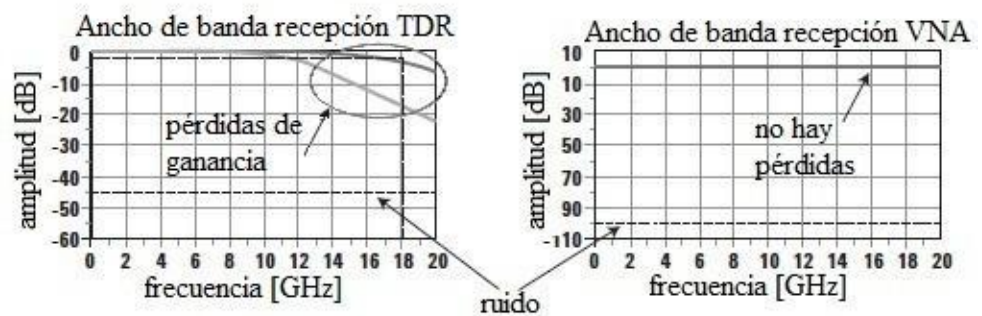


Figura 3.13: Ejemplo de ancho de banda de receptor TDR y VNA

La limitación en ancho de banda del receptor TDR analizado se observa en la parte izquierda de la figura 3.13, ya que a partir de los 12GHz aproximadamente, el valor de la magnitud comienza a decrecer.

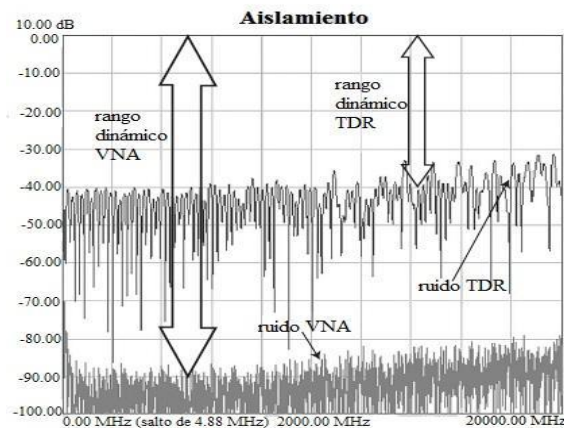


Figura 3.14: Rango dinámico TDR [10]

En esta imagen se muestra la aparición del ruido en la aplicación de las diferentes técnicas de medida así como los rangos dinámicos correspondientes, llegando a la conclusión de que una disminución del efecto del ruido de suelo, provoca un crecimiento del rango dinámico para la realización de medidas.

- Fuentes de error en un sistema TDR

Las fuentes de error en un sistema de medición TDR se pueden dividir en 4 áreas. La primera área se situaría en los canales de recepción del osciloscopio, el segundo en el generador de señal, el tercero en los cables y conectores para conectar el dispositivo DUT y por último el error del software de simulación.

- Osciloscopio:

Ancho de banda finito limita el tiempo de subida medible.

Pequeños errores debido a la diafonía entre canales

- Generador de señal:

Forma del estímulo (tiempo de subida, aberraciones en la señal...)

- Cables y conectores:

Introducen pérdidas y reflexiones en el sistema de medición.

- Software de simulación

Error de cuantificación o cálculo mediante algoritmos.

- Configuración de la medida TDR en función de la longitud del dispositivo

Es importante saber aproximadamente la longitud del dispositivo y usar dicho valor para modificar la base temporal adecuadamente. El objetivo es poder obtener una buena resolución de la medida que interesa. En general, los puntos de tiempo cercanos al dispositivo nos ayudarán a detectar pequeñas discontinuidades y por ello mejorará ciertos factores relacionados con la calidad de las mediciones.

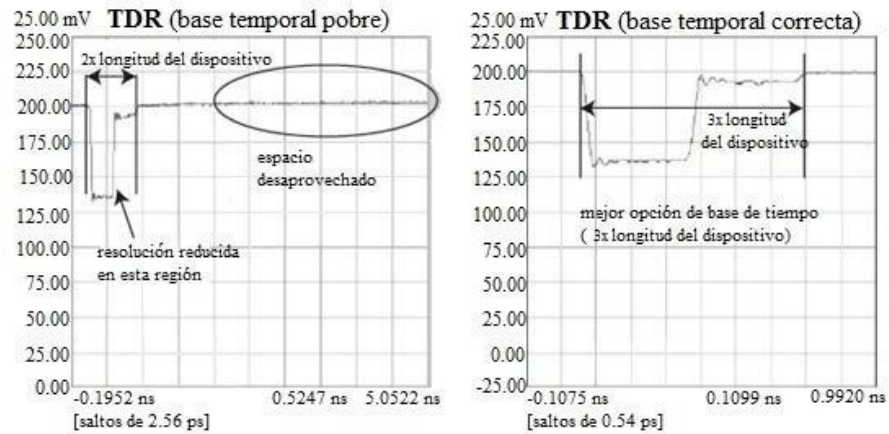


Figura 3.15: Ejemplo de una pobre selección de la base temporal

#### - Configuración de la medida TDR: Resolución

A la hora de conocer la resolución necesaria para la correcta obtención de datos, es importante tener en cuenta dos factores: resolución espacial y resolución en el dominio de la frecuencia. El tiempo de subida y el número de puntos son los principales parámetros que controlan la resolución espacial. Mientras que muchos dispositivos complejos generalmente no soportan “altas tasas de borde” (high data rates), es necesario modelar estas tasas para poder distinguir discontinuidades muy próximas. Incrementando el número de puntos mejora la resolución en el dominio del tiempo, ayuda en la detección de resonancias de forma precisa en el dominio de la frecuencia y solo de forma nominal incrementa el tiempo de medición al alcanzar altas configuraciones (2048, 4096 puntos, son valores elevados pero efectivos).



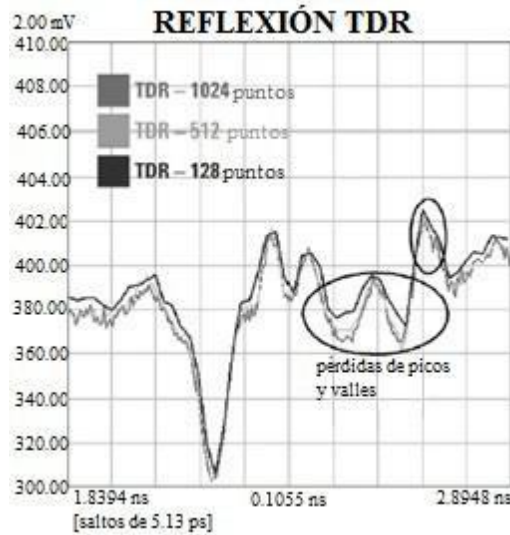


Figura 3.16: Ejemplo de resolución pobre escogida para una medida TDR [10]

- Configuración de la medida TDR: Rango dinámico

Cuando se quiere realizar una medida, un objetivo es conseguir reducir el ruido de las señales en el dominio del tiempo, pero es más importante encontrar un elemento que minimice el ruido (incrementando el rango dinámico) del sistema de medición TDR. Esto puede ser importante a la hora de hacer medidas de redes/dispositivos que tienen altas pérdidas (40dB por ejemplo) o cuando se intentan medir niveles de señal muy débiles. Como referencia, en general se suele configurar el ruido para que se sitúe 10dB por debajo del nivel de señal a medir. A su vez, con objeto de conseguir un incremento en el rango dinámico se plantea la realización de un número determinado de medidas y a partir de ellas obtener un promedio.

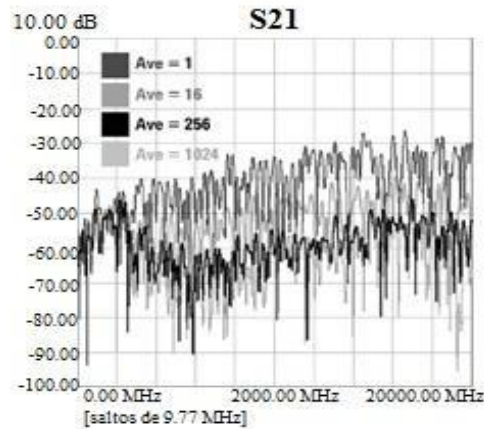


Figura 3.17: Ejemplo de diferentes valores de rango dinámico resultantes [10]

Cada una de las representaciones del parámetro  $S_{21}$  de un cierto dispositivo que se muestran en la figura 3.17, equivalen a la misma medida promediada tras realizarla un número distintos de veces. Se observa que la precisión de la medida para un promedio de 256 repeticiones es mayor que el que se obtiene con la realización de una única medida, por lo que se observa un mayor rango dinámico.

Una vez se han expuesto las limitaciones que presentan cada una de las técnicas de medida, se procede a realizar un estudio sobre las relaciones matemáticas que entre estos tipos de medida puede existir y en el caso de ser así, explicar la metodología a seguir para poderse situar tanto en un dominio como en otro, de manera cómoda y rápida.

### 3.5 Relaciones matemáticas entre el TD y el FD

Los dos instrumentos más utilizados para realizar el análisis de éste tipo de sistemas son el osciloscopio TDR/T y el analizador vectorial de redes. Cada uno se utilizará dependiendo del dominio (temporal o frecuencial) en el que el ingeniero quiera trabajar.

Un osciloscopio TDR es capaz de medir voltajes transmitidos y reflejados facilitándoselo al ingeniero mediante la información *Time Domain Reflection Transmission (TDR/T)*. La figura 3.18 muestra un diagrama de bloques básico para una medición TDR.

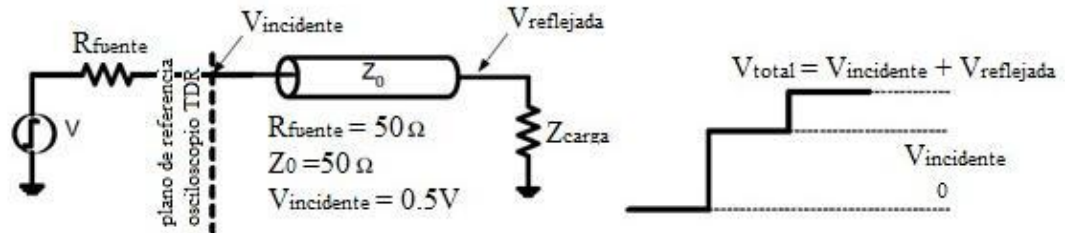


Figura 3.18: Diagrama de bloques de una medición TDR y forma de onda típica [11]

Las medidas TDR se toman desde el plano de referencia del osciloscopio TDR que aparece en la figura 3.18, para poder observar el efecto que provoca la colocación de una carga con impedancia distinta al valor de la impedancia característica del sistema.

El análisis de una red/dispositivo se inicia mediante el envío de una señal de tipo escalón/pulso con un tiempo de subida (*risetime*) rápido, a un DUT y mediante el osciloscopio se miden los voltajes transmitidos y reflejados. El voltaje reflejado viene expresado también como  $\rho$  (coeficiente de reflexión) o  $Z$  (impedancia). Para una única impedancia de carga, las ecuaciones básicas de  $\rho$  y  $Z$  resultan:

Como se ha estudiado, la impedancia del dispositivo (DUT) puede cambiar, el voltaje reflejado cambia a lo largo del tiempo y por tanto puede ser observado como el coeficiente de reflexión a lo largo del tiempo.

$$\rho(t) = \frac{V_{reflejada}(t)}{V_{incidente}(t)} \quad (3.12)$$

Mediante la ecuación 3.12, podemos calcular el correspondiente coeficiente de reflexión  $\tau$  quedando:

$$\tau(t) = \frac{V_{transmitida}(t)}{V_{incidente}(t)} \quad (3.13)$$

En realidad las ecuaciones hasta ahora mostradas, responden correctamente sólo para el caso en el que la señal enviada al DUT tiene la forma de escalón/pulso ideal.

El análisis en el dominio de la frecuencia de la situación hasta ahora descrita, requiere de la utilización de los parámetros de dispersión o parámetros  $S$  (*Scattering parameters*) que proporcionan una razón entre voltaje de onda reflejada y el voltaje de onda incidente y que para una medida entre dos puertos, se obtienen las siguientes ecuaciones simplificadas:

$$S_{11}(f) = \frac{V_{reflejada\ 1}(f)}{V_{incidente\ 1}(f)} \Big|_{V_{incidente\ 2}=0} ; S_{21}(f) = \frac{V_{transmitida\ 2}(f)}{V_{incidente\ 1}(f)} \Big|_{V_{incidente\ 2}=0} \quad (3.14)$$

$$S_{12}(f) = \frac{V_{transmitida\ 1}(f)}{V_{incidente\ 2}(f)} \Big|_{V_{incidente\ 1}=0} ; S_{22}(f) = \frac{V_{reflejada\ 2}(f)}{V_{incidente\ 2}(f)} \Big|_{V_{incidente\ 1}=0}$$

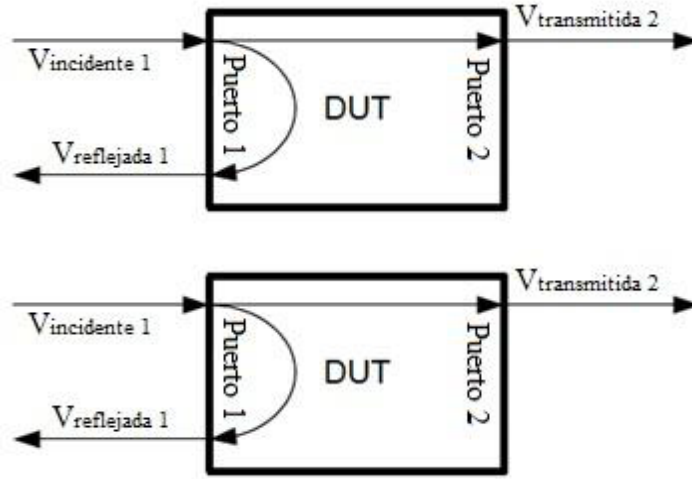


Figura 3.19: Relación de tensiones que aparecen en un dispositivo tras incidir una onda.

Los parámetros  $S$  se representan en magnitud o fase frente a la frecuencia y pueden ser observados mediante un VNA. Generalmente los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$  son los que más información relevante pueden ofrecer desde el punto de vista de reflexión y transmisión, ya que corresponden al coeficiente de reflexión y coeficiente de transmisión respectivamente, que son similares al coeficiente de reflexión y transmisión en TDR.

Realizando una comparación entre los dos esquemas de medición (figura 3.20) puede observarse claramente la característica que les distingue.

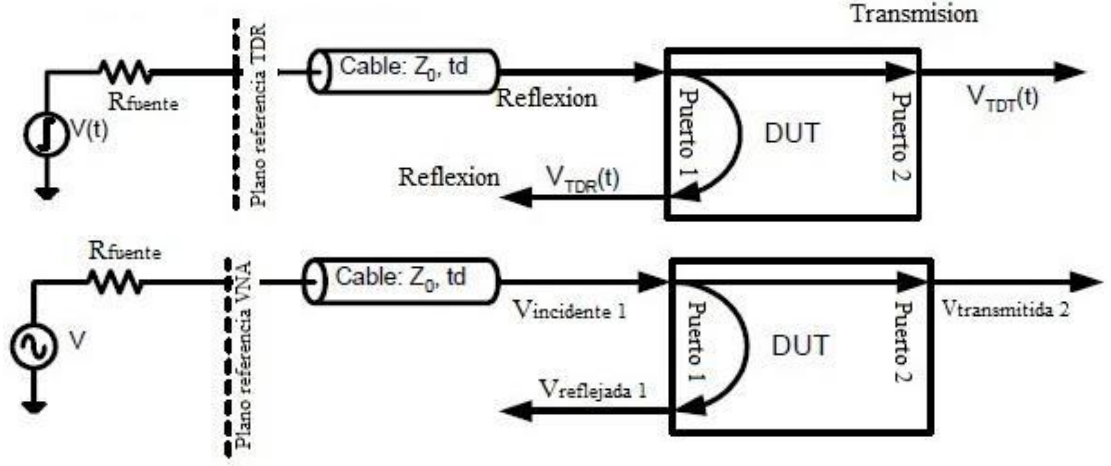


Figura 3.20: Comparativa entre diagramas de distintos esquemas de medición [11]

La diferencia entre un instrumento TDR y un VNA se encuentra en que el primero es capaz de representar el voltaje frente al tiempo y el segundo representa potencia frente a la frecuencia [11].

A partir de la teoría, se sabe que el voltaje en el dominio temporal y en el dominio frecuencial, están relacionados mediante la *Transformada Rápida de Fourier* (FFT) y que el operador de convolución en el tiempo equivale al operador división en frecuencia. Aplicando entonces las propiedades mencionadas se puede ver fácilmente la relación entre los coeficientes de reflexión y transmisión en TDR/T y los parámetros S.

$$S_{11}(f) = FFT(\rho(t)) \quad ; \quad \rho(t) = \frac{1}{N} IFFT(S_{11}(f)) \quad (3.15)$$

$$S_{21}(f) = FFT(\tau(t)) \quad ; \quad \tau(t) = \frac{1}{N} IFFT(S_{21}(f))$$

Por tanto, la relación existente entre las medidas en el tiempo mediante TDR/TDT y las medidas en el dominio de la frecuencia realizadas mediante un VNA son directas, lo que permite que los parámetros S sean válidos para medidas de TDT (transmisión) y TDR (reflexión).

Las medidas TDT facilitan el cálculo del parámetro  $S_{21}$  y las TDR el cálculo del parámetro  $S_{11}$ . El VNA tiene como ventaja particular, la capacidad de proporcionar el valor del parámetro  $S$  en magnitud y fase. En la figura 3.21 se indica la relación entre los parámetros descritos hasta ahora:

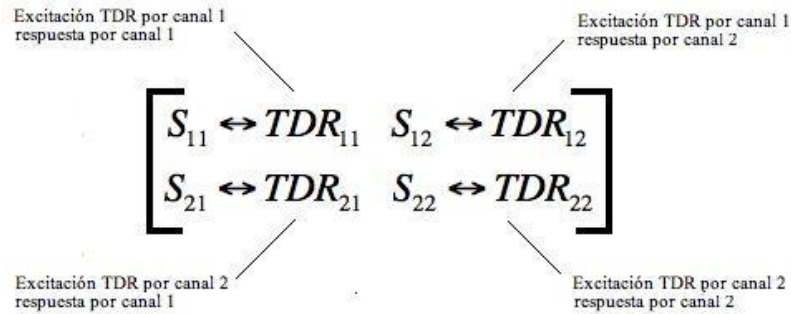
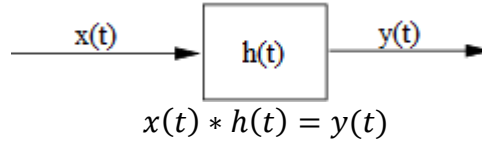


Figura 3.21: Relación entre los parámetros  $S$  y los parámetros en análisis TDR/TDT.

### 3.5.1 Caracterización de la función de transferencia de un dispositivo

Hasta ahora, se han estudiado las técnicas de medida en el dominio del tiempo, sus limitaciones, y las relaciones matemáticas que mantienen con las medidas en el dominio de la frecuencia. En este proyecto, como la aplicación de las técnicas de medida TDR/TDT van a ser utilizadas para poder caracterizar la respuesta de una red/dispositivo, se tendrá que tener conocimiento sobre cómo calcular la función de transferencia de una red/dispositivo y así poder relacionar dicha función con otros parámetros estudiando. Para poder realizar la caracterización de una red/dispositivo DUT, hay que tener claro que si se quiere observar el espectro frecuencial de una señal temporal, habrá que aplicar la transformada de Fourier sobre dicha señal [12].

Por otro lado, se conoce que si en el dominio del tiempo se introduce una señal de excitación  $x(t)$  por un Puerto 1 al DUT, que tiene una respuesta desconocida  $h(t)$ , y se recibe por el Puerto 2 la señal de salida  $y(t)$ , resulta que en el dominio temporal, el sistema responde a la siguiente ecuación:



La señal de excitación  $x(t)$  es conocida y por otro lado, la señal de salida  $y(t)$  se puede medir en el Puerto 2 o puerto de salida, pero lo que realmente interesa es la respuesta al impulso  $h(t)$  que caracteriza a nuestro DUT. Resulta complejo calcular  $h(t)$  en el dominio temporal por lo que interesará analizar la respuesta del sistema en el dominio de Fourier (dominio de la frecuencia) y así tal vez encontrar una manera más sencilla de observar el comportamiento del DUT.

Realizando el análisis en el dominio de Fourier, la ecuación descrita anteriormente transformaría de la siguiente manera:

$$X(f) \cdot H(f) = Y(f) \quad (3.16)$$

donde  $X(f)$  es la TF de  $x(t)$ ,  $H(f)$  es la TF de  $h(t)$ ,  $Y(f)$  es la TF de  $y(t)$  y el operador “convolución” en el dominio del tiempo equivale al operador “producto” en el dominio de la frecuencia [12]. Operando se encuentra la siguiente relación:

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} \quad (3.17)$$

Por tanto, como es posible calcular el espectro de la señal de salida y entrada,  $Y(f)$  y  $X(f)$  respectivamente, se calculará la respuesta en frecuencia del DUT mediante la ecuación anterior. Para la transformación de la respuesta en frecuencia del DUT al dominio temporal, basta con aplicar la transformada de Fourier inversa a  $H(f)$  para obtener  $h(t)$ . En este proyecto, el cálculo de la función  $h(t)$  se realizará aplicando una función *TDR-LPI (Time Domain Reflectometry – Low Pass Impulse)* de la herramienta de simulación *Microwave Office AWR* que calculará la respuesta al impulso de la función de transferencia entre dos puertos.

Hasta aquí se han sentado los cimientos de las técnicas de medida en el dominio del tiempo TDR/TDT. Por tanto, habrá que adentrarse en dicha metodología para poder analizar uno de los aspectos más importantes para que las medidas en el dominio temporal sean eficientes: la señal de excitación.

## 4. Estudio de la señal mediante simulación AWR

### 4.1 Introducción

Como en todo trabajo o proyecto, antes de profundizar en él, hay que comprobar que tenemos en cuenta todos los aspectos previos necesarios.

En el caso de este Proyecto, antes de analizar los dispositivos que conforman las redes SMATV, es necesario estudiar qué tipo de señal es la más adecuada para medir estas redes y qué características debe de tener esta señal. Esto se pretende conseguir mediante la simulación de circuitos ayudados con el programa AWR.

Se considera que la mejor manera de enfocar estas simulaciones es intentar que las mismas representen con fidelidad simulaciones con características reales, es decir, que los parámetros de las simulaciones (rise fall, time fall, oversampling...) se asemejen a los de los diferentes dispositivos (generador de señal, osciloscopio) que se van a utilizar para realizar las medidas reales.

El orden a seguir es el siguiente: en primer lugar se estudiarán, mediante simulaciones, los diferentes parámetros de la señal y/o de la simulación a tener en cuenta por separado. Más adelante se hará una simulación completa reuniendo todas las conclusiones sacadas hasta el momento, finalizando con una simulación de varios generadores de señal para averiguar qué generador se adapta mejor a nuestras exigencias finales.

### 4.2 Parámetros de la señal

#### 4.2.1 Tipo de señal a utilizar:

Las opciones que se barajan, por ser las que a la hora de contemplar sus ventajas, son las que mejor se adaptan a este proyecto son la tecnología del escalón y la tecnología del pulso:



- *Tecnología de pulso.*

Esta tecnología consiste en emitir un pulso. El TDR habilita al receptor para escuchar la señal de reflexión.

La tecnología de pulso solamente puede medir el tiempo entre reflexiones y no puede interpretar fácilmente la información entre éstas tales como las pérdidas graduales en el cable u otro dispositivo. Es conveniente que se pueda ajustar el ancho del pulso. El pulso, cuando se le compara con el escalón, tiene menor energía de señal, lo que conlleva a tener una menor relación señal a ruido. La ventaja que tiene la tecnología de pulso es que gracias a ella se consiguen señales periódicas con características muy ventajosas y de fácil manejo para el análisis de dispositivos.

- *Tecnología de escalón.*

Por otro lado está la tecnología de escalón, que consiste en que el transmisor emite siempre energía mientras que el receptor escucha. Este procedimiento permite al receptor ver directamente el conector TDR.

Debido a que el receptor analiza una señal constante en el tiempo, es capaz de detectar información que la tecnología pulso no podía, como por ejemplo, la impedancia del cable. Por otro lado la relación señal a ruido se ve mejorada respecto a la tecnología de pulso. El inconveniente que tiene esta tecnología respecto a la tecnología de pulso es que no es posible realizar señales periódicas, por lo que valores que serán necesarios analizar para la caracterización de dispositivos no será posible obtenerlos mediante esta técnica.

Para llevar a cabo el análisis de las redes y dispositivos de este Proyecto se elegirá la tecnología de pulso. Esta elección se debe a que con una señal de tipo pulso, se puede crear una señal periódica como composición de varios de estos pulsos a lo largo del tiempo, es decir, un tren de pulsos. Debido a la periodicidad de esta señal, el cálculo de las medidas se realizará de manera más sencilla que con un escalón. Un ejemplo de porqué elegir una señal o la otra se puede ver reflejado en el análisis de una red ICT completa. Si se quiere

caracterizar dicha red introduciendo a la entrada un escalón, el analista que se encuentra en cada toma de usuario tiene que sincronizarse con el analista que introduce la señal y capturar la respuesta al impulso justo en el momento en el que llega el impulso a la toma. Por otro lado con un tren de pulsos no se necesitaría sincronización y podría cogerse cualquier periodo para el análisis.

#### **4.2.2 Frecuencia máxima (Fmax)**

Para este parámetro la elección es más fácil, ya que se fijara como frecuencia máxima la frecuencia máxima de las redes SMATV que se pretende analizar en este proyecto. Esta frecuencia tiene el valor de **2.15GHZ**.

#### **4.2.3 Ancho de banda (BW)**

Se utilizará el ancho de banda de simulación el mismo que el de las redes SMATV, que se trata de los **2.15GHZ** comentados en el apartado anterior.

#### **4.2.4 Características del puerto y la FFT utilizados en el AWR**

Antes de pasar a estudiar el resto de características de la señal, que ya conllevan una interpretación en el dominio de la frecuencia, es conveniente hacer un alto en el camino para valorar la influencia de algunos parámetros de la simulación a la hora de hacer el estudio en el dominio de la frecuencia.

Ahora que ya se ha discutido sobre qué tipo de señal se utilizará, decantándose por una señal de pulsos periódica, ya se puede seleccionar el puerto que se utilizará en las simulaciones. En este caso se ha optado por el siguiente:

## Port with Pulse Train Signal: PORT\_PLS

### Symbol



### Parameters

Name	Description	Unit Type	Default
P	Port number		0
Z	Termination impedance	Resistance	50 Ohm
AMP	Open circuit signal magnitude	Voltage	0 V
TW	Pulse width	Time	0 ns
TR	Rise time	Time	0 ns
TF	Fall time	Time	0 ns
TD	Time delay	Time	0 ns
WINDOW	Window type		DEFAULT
DCVal	DC Value (Used for DC analysis)	Voltage	0

*Figura 4.1: Puerto utilizado en la simulación*

En la imagen anterior se aprecia una tabla con los parámetros de dicho puerto. De ellos, los que más interesan a la hora de hacer la simulación son los tiempos de subida y de bajada del pulso (rise time and fall time) y el ancho del pulso (pulse width) que delimitará el ciclo de trabajo de la señal.

Una vez realizado el esquema, el siguiente paso es representar en un Graph del AWR el comportamiento de la señal en el dominio de la frecuencia. A continuación se muestra la ventana de opciones que ofrece el programa para realizar esta medida:

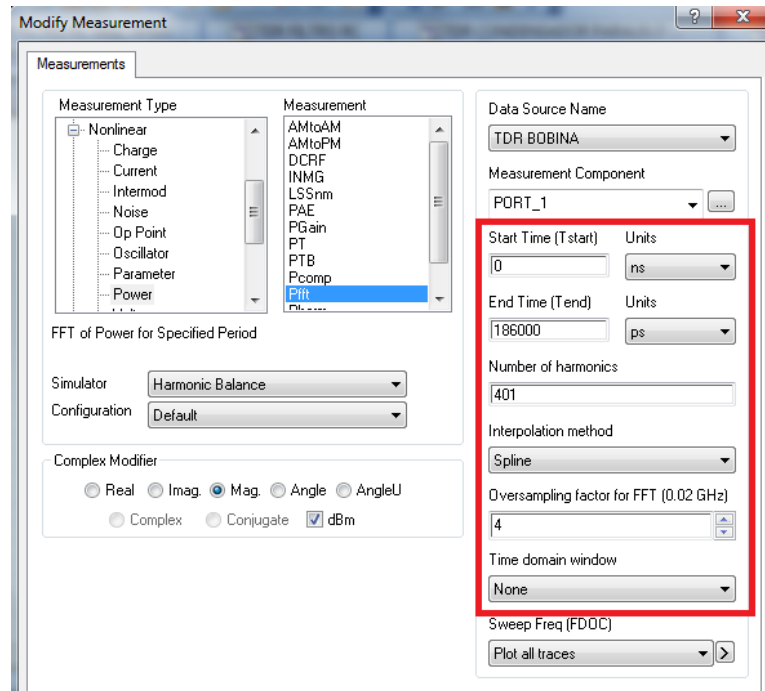


Figura 4.2: Parámetros de la PFFT (FFT de la potencia de la señal)

En la figura 4.2 se ha querido diferenciar las características en dos partes, utilizando un recuadro rojo, para distinguir las opciones más obvias de las que no lo son tanto. Los parámetros que quedan fuera del recuadro son la base para realizar la medida en el dominio de la frecuencia (hacer la Pfft (Power Fast Fourier Transform)), un balance armónico, seleccionar que los resultados obtenidos se muestren en dB's...), pero los parámetros remarcados son más delicados y pueden suponer un resultado satisfactorio y real de la medida o no.

A continuación se explicarán estos parámetros:

- $T_{start}$  y  $T_{end}$  (tiempos de inicio y de final).

Aquí se debe introducir el período de la señal que se quiere muestrear. Al tratarse de una señal de pulsos periódicos, con seleccionar un período tal que incluya un pulso entero, será suficiente.

- *Number of harmonics (número de armónicos).*

El número de armónicos  $N$  delimitará la frecuencia máxima en el espectro calculado de la siguiente manera:

$$F_{max} (Hz) = \frac{N}{T_{end}(s) - T_{start}(s)} \quad (4.1)$$

$$N = F_{max} (Hz) * [T_{end}(s) - T_{start}(s)] \quad (4.2)$$

Lo único que se tiene claro a estas alturas, es que la  $F_{s_{max}}$  tiene que ser 2.15GHz. Más adelante se justificará que valores se deben otorgar al resto de variables.

- *Interpolation method.*

Hay dos opciones, Spline y Linear interpolation. El segundo caso es utilizado si el número de puntos de tiempo disponibles en la forma de onda transitoria es extremadamente pequeño. Este caso es bastante inusual, y no es el caso de este proyecto, por lo que se elige por la opción por defecto.

- *Oversampling.*

El factor de "sobre-muestreo" mejora la precisión del espectro calculado y evita el solapamiento. por lo tanto, el mínimo factor de sobre-muestreo permitido para evitar el solapamiento es 2. Si se aumenta demasiado este factor, distorsiona la señal y no aparece una respuesta correcta., por lo que el factor que aparece por defecto (4) es el adecuado en la mayoría de casos. A no ser que se diga lo contrario, en todas las medidas que precedan a esta explicación se utilizará un factor de oversampling de 4.

- *Time Domain Window.*

Se pueden aplicar varios enventanados a la señal previamente al cálculo de la FFT, pero como en este caso se conoce la frecuencia fundamental, no es necesario utilizar una ventana.

#### 4.2.5 Resolución de simulación

A la hora de simular hay que tener muy en cuenta la resolución de la señal obtenida, y más si de utilizar la FFT se trata, ya que es muy fácil perder información por el camino si no se ajustan los parámetros a lo que se busca. Tanto el número de armónicos a utilizar como la frecuencia de simulación están muy ligados entre sí, mediante la siguiente fórmula:

$$F_s = \frac{F_{smax}}{N} \quad (4.3)$$

Donde  $F_{smax}$  es la frecuencia máxima de simulación (2,15GHZ) y  $F_s$  la frecuencia de simulación que deberá tener el osciloscopio a la hora de realizar las pruebas, o dicho con otras palabras, la separación entre las diferentes muestras del espectro, que está relacionado con el período de simulación.

$$F_s = \frac{1}{T_s} \quad (4.4)$$

Como se puede comprobar, se tienen 3 variables y sola una es conocida ( $F_{smax}$ ). Aunque aún no se ha llegado a este punto, es necesario aclarar que se tomará a partir de ahora el valor de  **$F_s = 5.36\text{MHz}$**  ya que cuando se obtenga los parámetros  $S$  de los diferentes dispositivos pertenecientes a las ICT's, los valores en frecuencia estarán tomados cada 5.36MHz debido a la configuración que tienen los equipos del laboratorio. Cuando se llegue a ese punto del proyecto, se volverá a explicar para que quede todo relacionado. Por lo tanto, utilizando ambos valores se obtiene que el número de armónicos necesarios para muestrear todo el ancho de banda que interesa es  **$N=401$  puntos.**

No obstante, a continuación se mostrarán unas cuantas medidas con diferentes números de armónicos utilizados en las simulaciones y se comprobará si es cierto que el valor que se ha calculado en el párrafo anterior es el más adecuado.

### 4.3 Medidas de la señal en el AWR

A continuación se muestra, ya que es el primer parámetro de la señal que se estudia, una imagen con el esquema utilizado para la simulación:

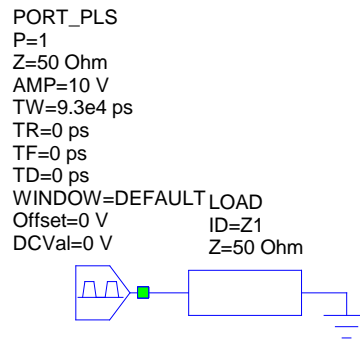


Figura 4.3: Esquema AWR del puerto a utilizar

Esta topología de circuito es la que se utilizará durante esta fase del estudio de la señal. Acto seguido se muestra el pulso de la señal que se introduce:

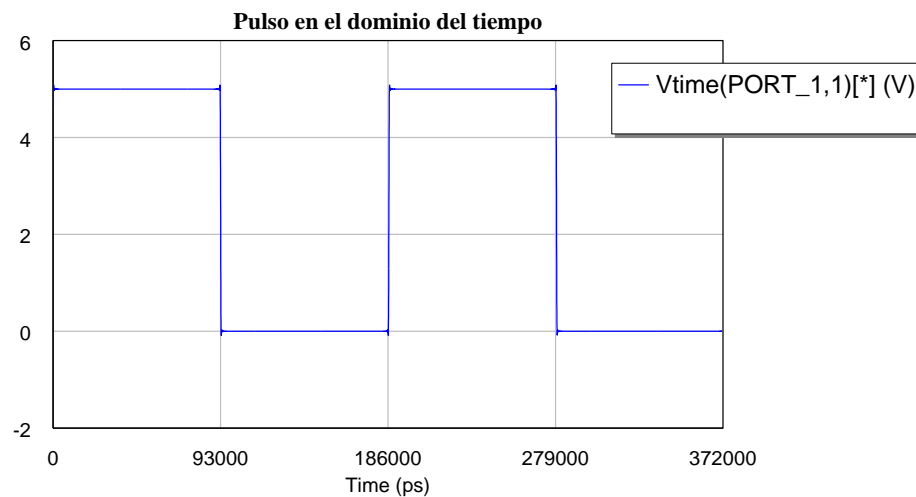
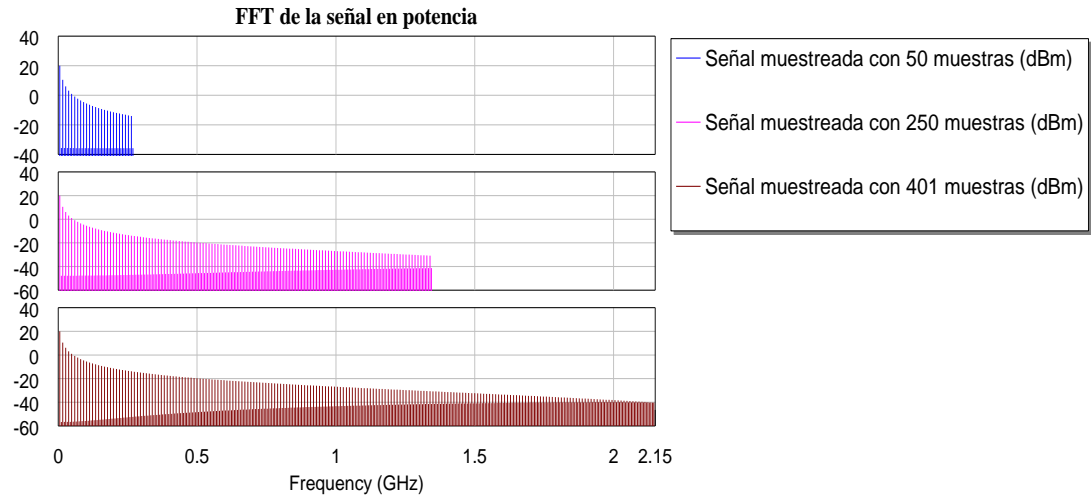


Figura 4.4: Comportamiento de la señal en el dominio del tiempo

Para finalizar, se muestran la imagen de la misma señal utilizando diferentes resolución en frecuencia, indicando el número de muestras tomadas en la leyenda.



*Figura 4.5: Comportamiento de la señal en el dominio de la frecuencia*

Lo que se observa claramente en las dos primeras figuras es que cuando se utilizan pocas muestras, fijando el valor de la frecuencia de simulación ( $F_s$ ) y cumpliendo así la fórmula 4.2, la frecuencia máxima no llega al valor de los 2.15GHz que interesa estudiar en este proyecto.

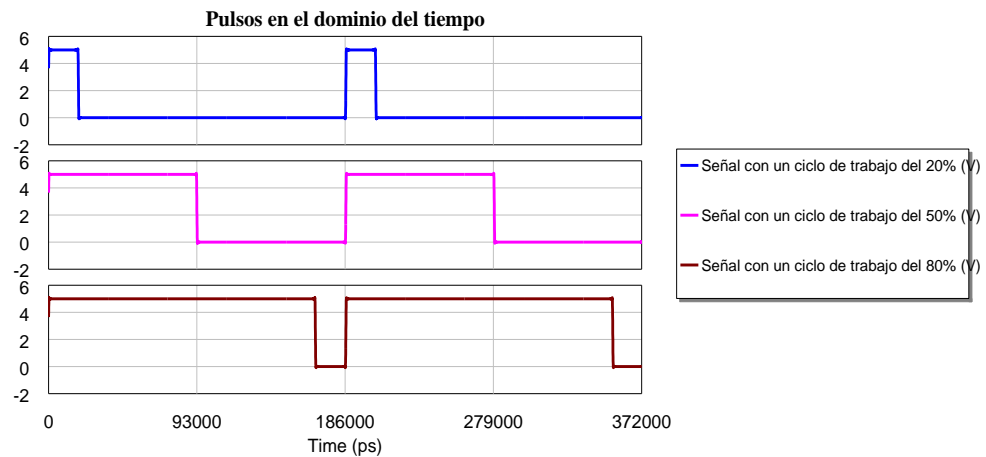
Además, si se adaptara la simulación para, utilizando el mismo número de muestras de este caso, conseguir ver todo el ancho de banda de 2.15GHz, es óbice que se perdería mucha información al muestrear con tan pocas muestras, lo que conllevaría a un mal estudio de la señal a posteriori.

#### 4.3.1 Ancho del puso de la señal

A continuación se pasará a estudiar cómo puede afectar este parámetro a la hora de estudiar una señal.



En el caso concreto de este análisis, se tomarán 3 muestras diferentes de ciclos de trabajo, con tiempos de subida y de bajada idealmente nulos, ya que se pretende destacar el efecto del ancho del pulso. Utilizando además las conclusiones que se han sacado del estudio de la resolución de la simulación, se toman 401 muestras en cada medida. Los diferentes ciclos de trabajo que se han utilizado son los siguientes:



*Figura 4.6: Pulsos de las señales con distintos CT*

Ahora se muestran las señales en el dominio de la frecuencia:

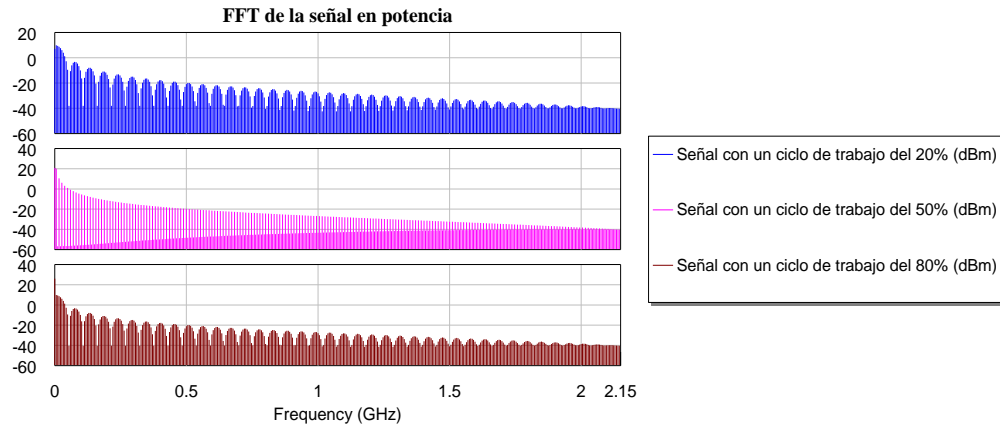


Figura 4.7: PFFT de las señales con distintos CT

Observando los resultados de estas 3 simulaciones, se puede ver que cuando se usa tanto un ciclo de trabajo bajo como elevado, aparece un rizado en la señal que dificulta la medida de la potencia de la misma, mientras que con el pulso con un ciclo de trabajo al 50% desaparece ese rizado, proporcionando así una señal más nítida y más útil a la hora de realizar medidas, por lo que, en el caso concreto de este estudio, el ancho de pulso que se tomará para las siguientes simulaciones hasta que no se diga lo contrario, será de **93ns**, que es justamente la mitad del tiempo de simulación, **186ns** (la inversa de  $F_s=5,36\text{MHz}$ ).

#### 4.3.2 Tiempos de subida y de bajada del pulso

A continuación se trata de averiguar hasta que punto afectan en la calidad de las medidas los tiempos de subida y de bajada del pulso. En primer lugar se estudiarán señales con tiempos de subida, luego señales con tiempo de bajada y por último combinando una señal con ambos tiempos.

Empezando por los tiempos de subida, se han probado diferentes tiempos, como se muestra en la imagen a continuación:

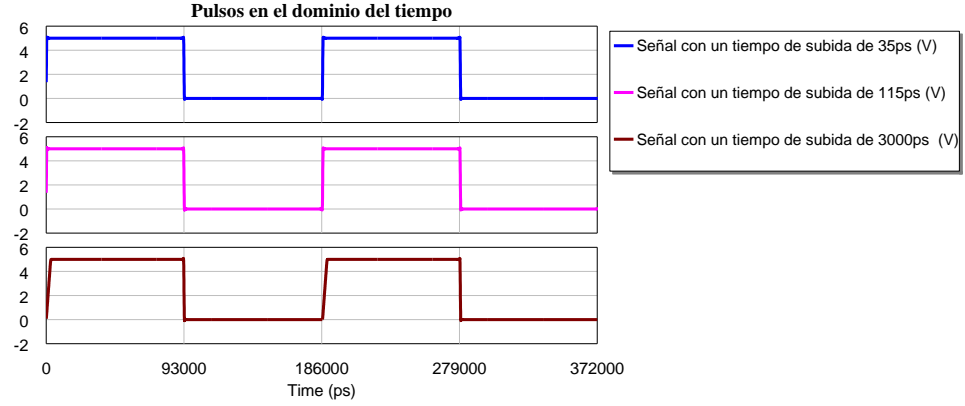


Figura 4.8: Pulsos de las señales con diferentes  $T_r$

Ahora se mostrarán la imagen de las FFT realizadas a estos pulsos.

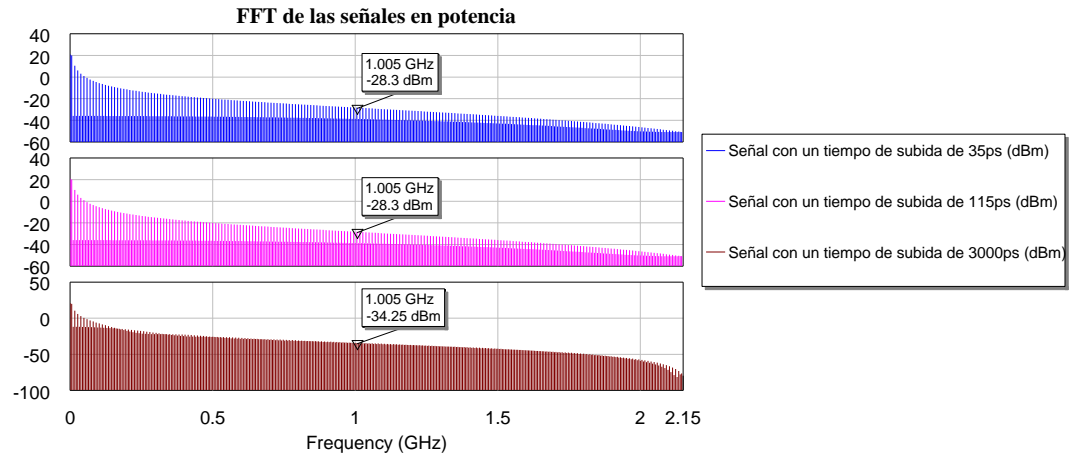


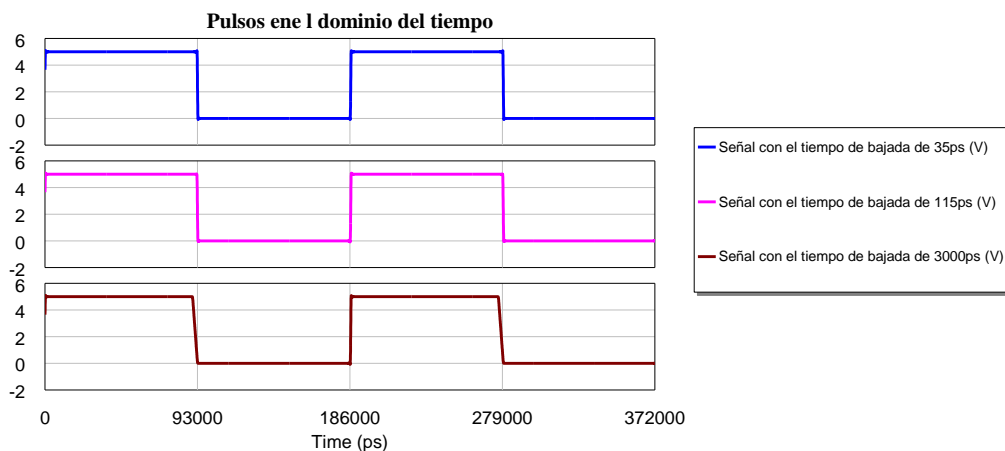
Figura 4.9: PFFT de las señales con diferentes  $T_r$

Como se puede observar en esta imagen, a simple vista parece que no existe un gran cambio en el comportamiento de la señal, pero realmente no es así.

Es cierto que la diferencia no es tan grande entre un tiempo de subida de 35ps y uno de 115p, ya que como se puede apreciar en los markers incluidos en la imagen, a la misma frecuencia tienen la misma potencia, pero el cambio reside con un tiempo de subida más elevado, exageradamente elevado para el caso que nos ocupa. Con 3000ps de tiempo de subida se puede apreciar que el nivel de potencia a un 1GHz aproximadamente ha bajado unos 6db respecto a las otras señales, que es una pérdida de señal importante. Además, en el tramo entre 2 y 2.15GHz de esta misma señal, se puede ver que la potencia empieza a disminuir notablemente, lo que todo hacer pensar que este tiempo de subida está introduciendo un nulo a la señal.

No hay que confundirse, los otros 2 tiempos de subida también introducen un nulo en la señal, lo único que al ser valores más bajos en el dominio del tiempo, introducen nulos en frecuencias más elevadas que no interfieren en el ancho de banda que se está estudiando aquí.

Se sigue con los tiempos de bajada en este caso. Análogamente, se han utilizado un total de 3 muestras con tiempos de bajada diferentes.



*Figura 4.10: Pulsos de las señales con distintos  $T_f$*

A continuación se muestran la imagen de las FFT realizadas a estos pulsos.

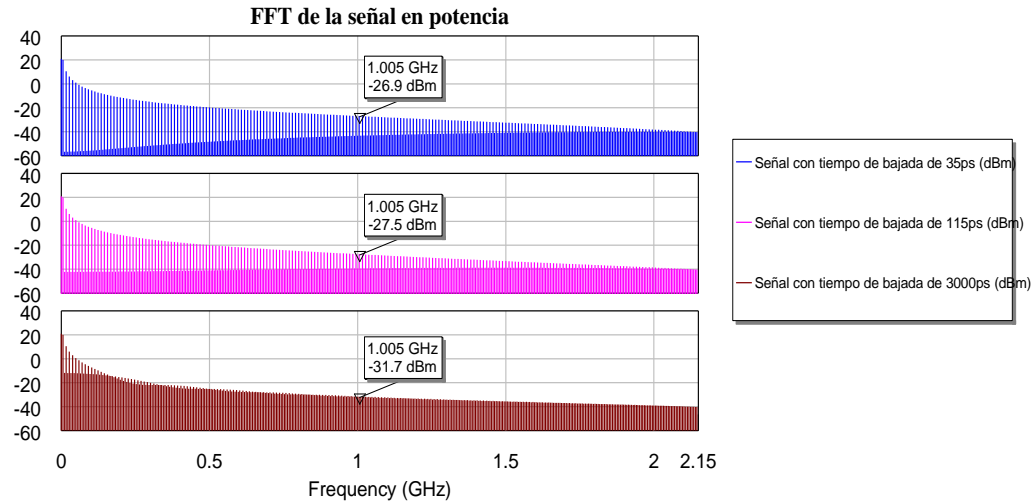


Figura 4.11: PFFT de las señales con distintos  $T_f$

Al igual que en el caso anterior con los tiempo de subida, no se aprecian diferencias muy notorias entre las señales con pulsos de subida de 35 y 115ps, pero sí que hay una pérdida de señal mayor con el tiempo de bajada más elevado.

La conclusión de este apartado es que se necesitará un generador de pulso con tiempos de subida y de bajada bajos, para que los nulos que introduzcan estos tiempos no afecte a la señal dentro del ancho de banda de 2.15GHz.

De forma complementaria a este apartado, se mostrara una simulación de una señal con tiempos de subida y de bajada elevados, y de esta manera comprobar que le sucede a la señal.

La señal que se introduce tiene un ancho de pulso de 73ns y un tiempo de subida igual al de bajada de valor 10ns.

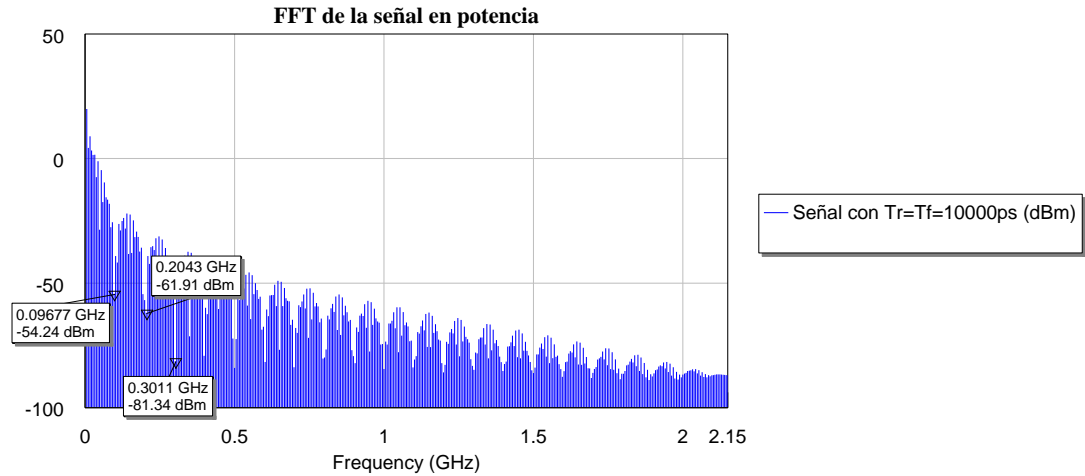


Figura 4.12: PFFT de la señal con  $T_r$  y  $T_f$  elevados

Además de distorsionar la señal de una manera bastante notoria, aunque en la imagen no se puede apreciar con suficiente nitidez, sí que es cierto que mediante los markers se comprueba que se producen unos nulos de frecuencia justamente cada 10MHz, que es la inversa del tiempo de subida y/o del de bajada, por lo que se demuestra lo que se había comentado antes, que dependiendo del ancho de banda que se quiera medir, hay que tener en cuenta los tiempos de subida y de bajada.

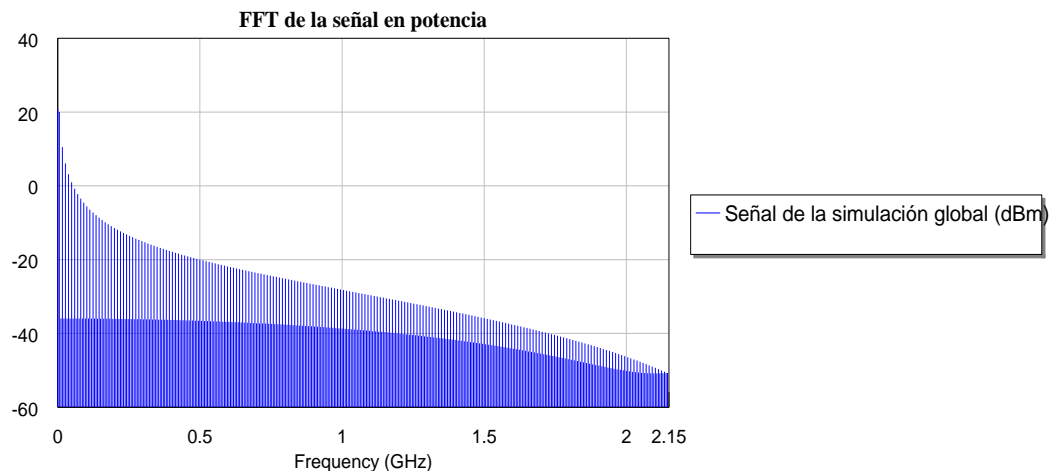
### 4.3.3 Simulación concluyente

Para finalizar este estudio previo de las características principales de la señal y de los parámetros de la simulación más importantes, se realiza la medida de la señal que agrupa los parámetros estudiados con anterioridad, eligiendo los valores que se han justificado cómo los idóneos.

La señal, por lo tanto, tendrá las siguientes características:

- **Duración del pulso:** 186ns
- **Tiempo de subida (Tr):** 35ps
- **Tiempo de bajda (Tf):** 35ps
- **Ancho del pulso:** 93ns (50% de ciclo de trabajo)
- **Número de armónicos (N):** 401
- **Amplitud:** 10V
- **Frecuencia máxima:** 2,15GHz
- **Frecuencia de simulación:** 5.36MHz
- **Factor de sobre-muestreo (oversampling):** 4

Este es el resultado de la simulación:



*Figura 4.13: PFT de la simulación concluyente*

Se observa en la imagen que efectivamente se han evitado los problemas que se habían encontrado con anterioridad, cuando se estudiaban las características por separado: se obtiene la visión de la señal en todo el ancho de banda requerido, no aparece un rizado que distorsiona la señal debido a la elección de utilizar un pulso con un ciclo de trabajo 50% y no aparecen nulos de frecuencia notables a lo largo

de la señal muestreada debido a tiempos de subida y de bajada elevados, por lo tanto todo indica que se ha conseguido un modelo de señal de entrada muy válido para las futuras medidas.

No obstante, se puede apreciar que hay una bajada de señal destacable a partir de los 1'75GHZ aproximadamente, acabando la potencia de señal con un valor aproximado de -50dBm. Habrá que tener en cuenta la sensibilidad del osciloscopio a la hora de obtener la potencia de salida en medidas posteriores, ya que es muy probable que este valor orientativo sea más bajo de lo que otorga la simulación en medidas reales, debido a la atenuación que introducirán los diferentes elementos de la red SMATV.

## **4.4 Parámetros del generador de pulsos**

Ahora que ya se han estudiado los parámetros de la señal y se ha comprobado cómo afectan a la simulación, es el momento de adecuar las conclusiones sacadas a la posibilidad de utilizarlas en las medidas reales con los equipos que existen en el mercado actual.

Se ha recopilado información de varios generadores de pulso, que se pueden observar con más detalle en el Anexo de este proyecto. A continuación se mostrará la simulación de la señal generada por estos generadores.

### **4.4.1 Modelo 10,050A (Picosecond)**

Las características que más interesan para la simulación de este generador son que tiene un valor general de Rise Time de 45 ps, un valor de Fall Time de 115ps, una amplitud máxima de 10V y un ancho de pulso máximo de 10ns.

La simulación de la señal es la siguiente:



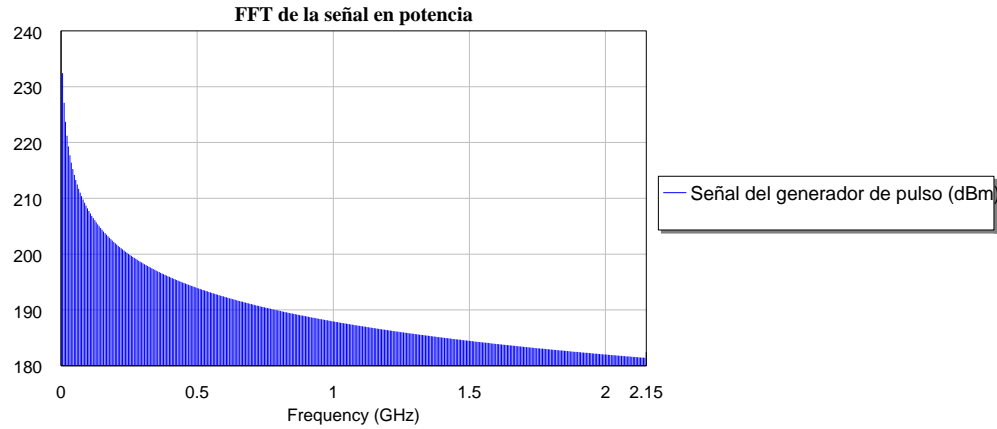


Figura 4.14: Simulación de la señal del generador 10,500A

A simple vista parece que se ha conseguido una señal perfecta en su comportamiento en frecuencia, pero no es así.

Observando los valores de la potencia en dBm, aparecen valores incongruentes, ya que ninguna señal muestreada sin amplificación alguna puede tener estos valores tan elevados de señal.

¿Por qué ocurre esto? Pues se trata que, por mucho que se muestree la señal en el ancho de banda requerido (401 puntos de muestreo en un período de 186ns), el resultado de la FFT no es "real". Esto es debido a las limitaciones de este generador, que permite crear señales con un ancho de pulso máximo de 10ns. Si se pretende crear un pulso con un ciclo de trabajo del 50%, eso obliga a tener una frecuencia de simulación de:

$$F_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{20ns} = 50MHz \quad (4.5)$$

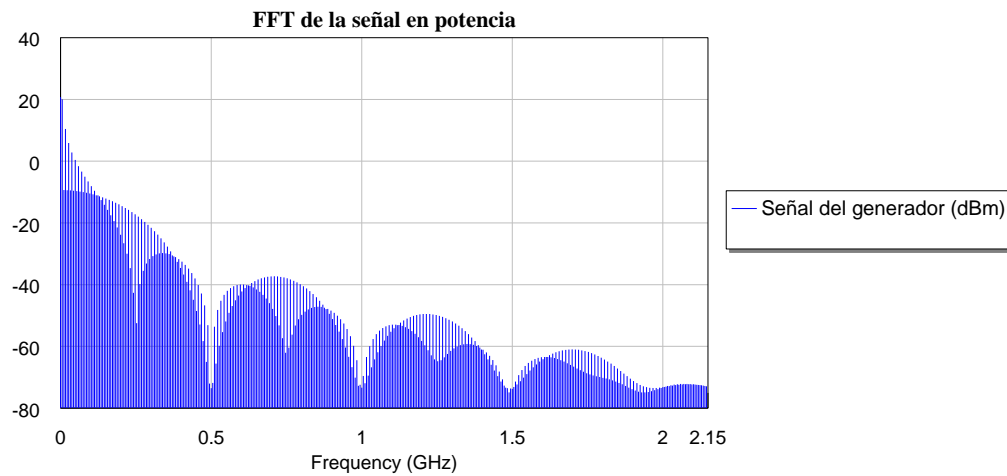
Como se puede observar en la ecuación 4.5, la frecuencia de simulación es un valor 10 veces más elevado que los 5,36MHz que se estipuló como frecuencia de simulación necesaria para estas medidas debido.

Por este motivo, se descarta en concreto este generador para realizar las medidas reales, y en general se descartará a partir de aquí todo generador que no sea capaz de generar un pulso con un ancho de pulso de 93ns o superior.

#### 4.4.2 Modelo AV-1011B1-B (AVTECH)

Este generador permite pulsos con un ancho de 100ns como mínimo, que es mayor a lo que se busca aquí (93ns), pero servirá de momento para hacerse una idea, fijando un tiempo de subida y de bajada de 2ns, que es el mínimo que permite este generador y una amplitud de 10V.

El resultado es el siguiente:



*Figura 4.15: Simulación de la señal del generador AV-1011B1-B*

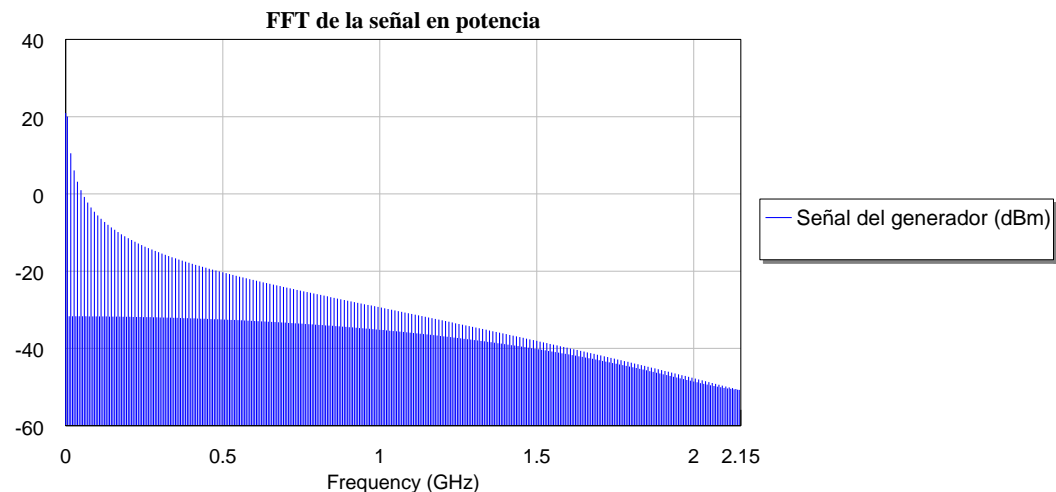
Aunque ahora se ha conseguido regular los valores de la señal en potencia a un resultado lógico, se observa, como ya se había comentado en el estudio de los tiempos de subida y de bajada, que se "cuelan" nulos de potencia en la señal, dificultando así la medida y obteniendo una señal inestable.

Por lo tanto, aún hace falta buscar un generador que, además de proporcionar un ancho de pulso de 93ns, tenga valores menores de Rise Time y Fall Time que este modelo.

#### 4.4.3 Modelo AVPP-1-C (AVTECH)

Este generador permite elegir un ancho de pulso entre 0.2ns y 100ns, así que se elegirá el valor máximo. Por otro lado el tiempo de subida puede regularse con un valor máximo de 100ps, por lo también se elegirá el valor máximo, y un tiempo de bajada de 120ps (ya que el pulso que se quiere utilizar tiene un PM mayor de 10ns). Por último, se decide que la amplitud del pulso sea de 10V.

Este es el resultado de la simulación:



*Figura 4.16: Simulación de la señal del generador AVPP-1-C*

Si se compara esta medida con la del apartado anterior denominado *Simulación Concluyente*, es un resultado muy similar, por lo que ya se puede decir que las pretensiones que se tenían para realizar las medidas se ven cumplidas y reflejadas en este último generador de pulso que se ha simulado o en un generador con características parecidas.

## 5. Análisis de dispositivos mediante técnicas TDA

Como paso previo al análisis de los diferentes dispositivos integrados en las redes SMATV, se estudiará el comportamiento de circuitos básicos para asentar los conceptos de la medida de TDA.

### 5.1 Medida y caracterización de circuitos básicos

Para estas medidas se caracterizará la señal con los parámetros obtenidos en el apartado anterior, combinándolo con las características del generador *AVPP-1-C*.

#### 5.1.1 Circuito con bobina

El primer circuito que se estudiará es el formado por el generador de pulso y una bobina. A continuación se muestra el esquema de este circuito:

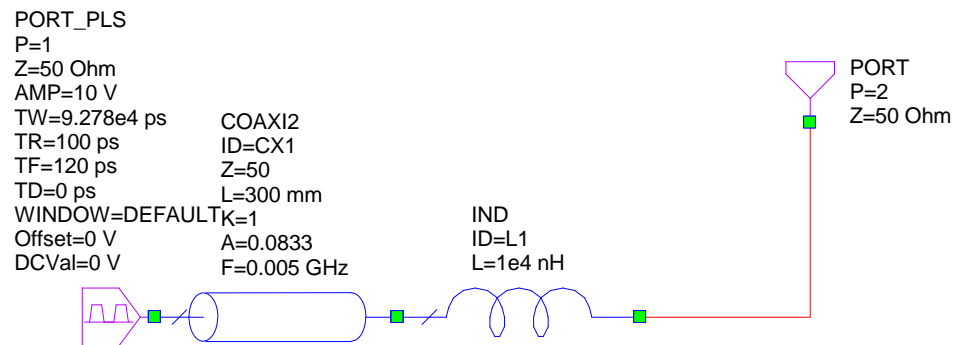
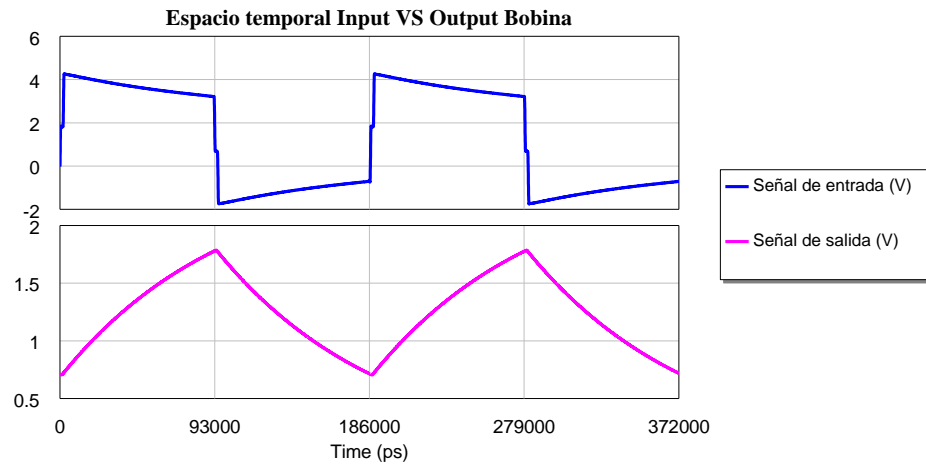


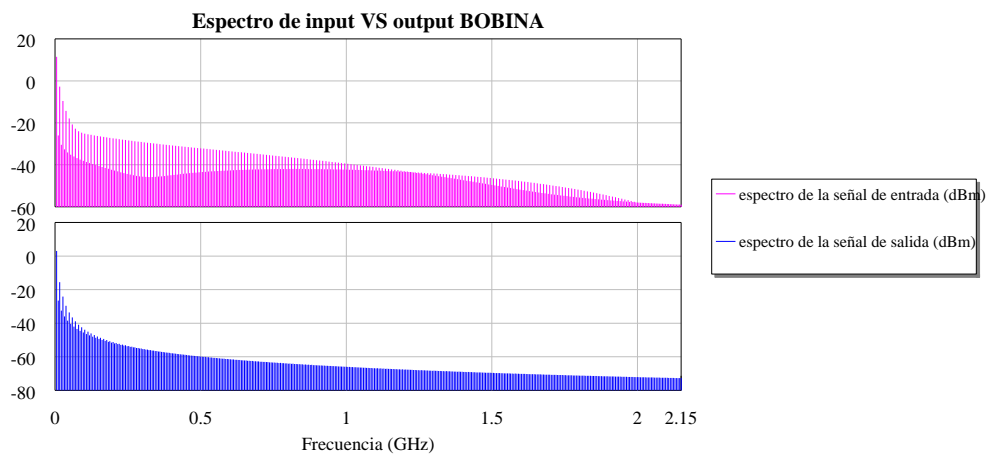
Figura 5.1: Esquema de un circuito básico inductivo

La respuesta en el dominio del tiempo de la entrada y la salida del circuito queda de la siguiente forma:



*Figura 5.2: Comportamiento en el dominio del tiempo del circuito inductivo*

A diferencia de las señales representadas hasta el momento, aquí se puede observar que debido al comportamiento inductivo de la bobina, produciendo una señal de salida en forma de sierra. Ahora se va a comprobar cómo afecta este comportamiento a la señal muestreada:

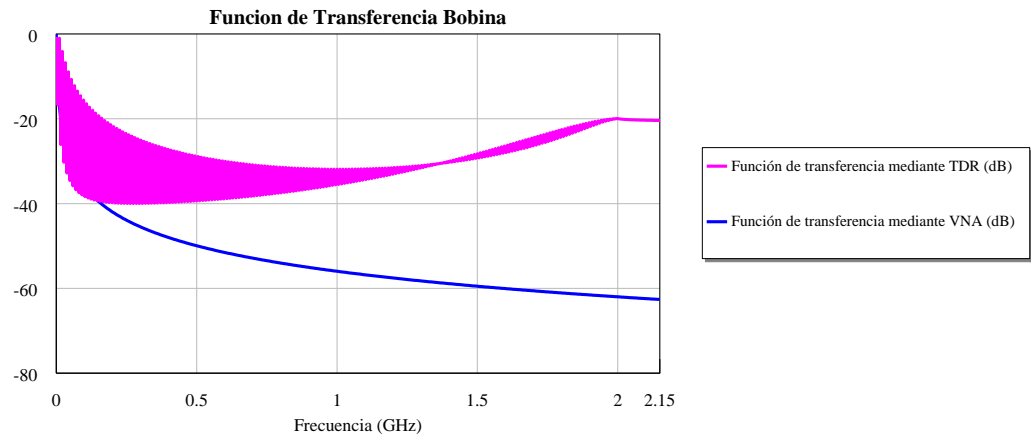


*Figura 5.3: Comportamiento en frecuencia del circuito inductivo*

El comportamiento de la señal es muy parecido tanto a la entrada como a la salida del circuito, no obstante, se produce una atenuación considerable, de unos 20dB's, respecto a la entrada. Con esto se comienza a ver que a medida que se vayan introduciendo más elementos al circuito, habrá que tener muy en cuenta la atenuación que producen, ya que podría imposibilitar su medida al ser niveles de potencia inferiores al umbral de sensibilidad del dispositivo de medida.

A continuación, se realiza la comparación de resultados obtenidos mediante los dos métodos de los que se ha hablado en la introducción teórica de este proyecto: el TDR y el VNA. Para eso, se va a utilizar la función de transferencia de ambos métodos.

Estos son los resultados:



*Figura 5.4: Comparación función transferencia TDR vs VNA*

Queda claro que el resultado de la función de transferencia mediante TDR no es el esperado. Esto tiene una explicación que se expondrá a continuación.

Para realizar la función de transferencia mediante TDR se utilizan las fórmulas explicadas en las ecuaciones 3.14 y 3.15 del apartado 3.5 de la siguiente manera:

```

Hallo la FFT de V1 por separado, parte real e imaginaria
R_FFT_Ventrada = TDR BOBINA:Re(Vfft(PORT_1,0,3,186000,4,401,0,4,0))[1]
I_FFT_Ventrada = TDR BOBINA:Im(Vfft(PORT_1,0,3,186000,4,401,0,4,0))[1]
Hallo la FFT de V2 por separado, parte real e imaginaria
R_FFT_Vsalida = TDR BOBINA:Re(Vfft(PORT_2,0,3,186000,4,401,0,4,0))[1]
I_FFT_Vsalida = TDR BOBINA:Im(Vfft(PORT_2,0,3,186000,4,401,0,4,0))[1]
Hallo S21, acordarse de multiplicar por j la parte imaginaria
Ftransferencia_frec_bob=(R_FFT_Vsalida+I_FFT_Vsalida*j)/((R_FFT_Ventrada+I_FFT_Ventrada*j)+0.0000001)

```

Tal como se indica en las ecuaciones anteriores, se trata de hallar por separado la parte real e imaginaria de las tensiones de entrada y de salida para luego sumarmas, añadiendo un número muy pequeño distinto de 0 para evitar errores de simulación en caso de que la suma sea nula.

La clave del resultado de la simulación anterior está en realizar la FFT en un período de 186000ps con 401 puntos, con lo que se consigue la frecuencia de simulación deseada, 5,36MHZ. El problema está en que al no salir un número entero de frecuencia de simulación, se produce un error de cuantificación en la función de transferencia que hace que aparezca esta señal "engordada" en ciertas frecuencias.

Por lo tanto, para remediar este error, se simularán las funciones de transferencia usando un periodo de 200000ps, muestreado con 430 puntos, lo que da una  $F_s = 5\text{MHZ}$  exactos. Este es el resultado de tal aproximación:

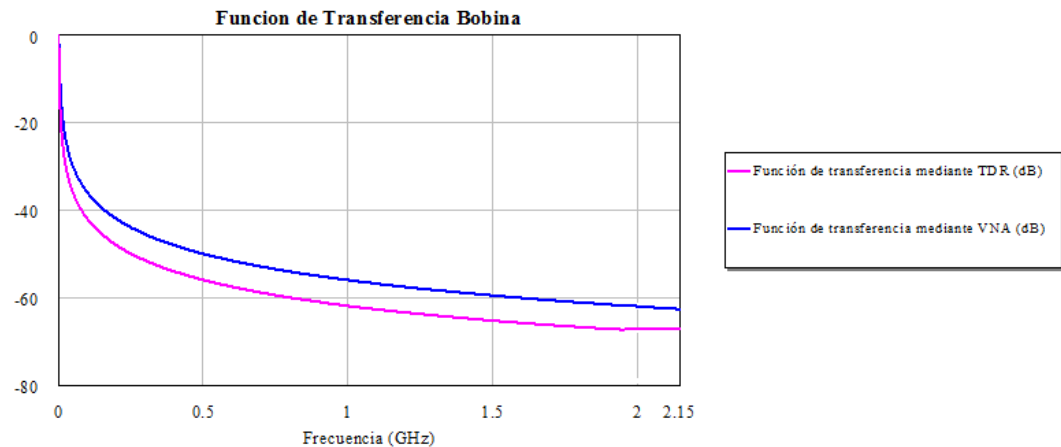


Figura 5.5: Comparación optimizada de funciones de transferencia TDR vs VNA



Ahora ya no existe el error de cuantificación de la anterior medida y se puede comprobar que el comportamiento de ambas funciones de transferencia es muy similar, salvando una atenuación que se obtiene con el TDR en función del método del VNA.

### 5.1.2 Circuito con condensador

El siguiente circuito básico que se estudiará será el formado por un condensador. El esquema es el siguiente:

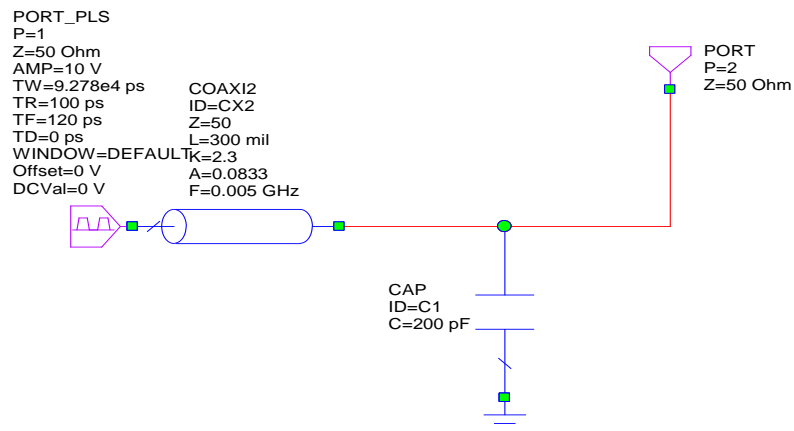
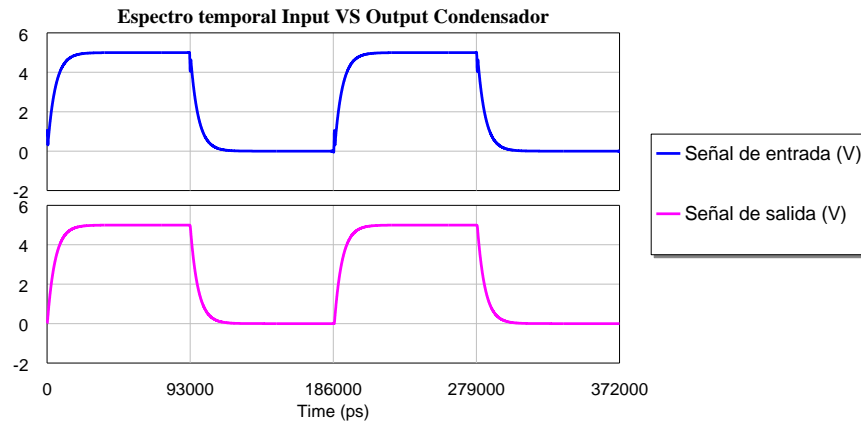


Figura 5.6: Esquema de un circuito capacitivo básico

Al igual que en el caso del circuito formado con una bobina en serie, en este circuito se estudiará las señales de entrada y de salida tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia y por último se comparará las funciones de transferencia del circuito mediante los métodos VNA y TDR.

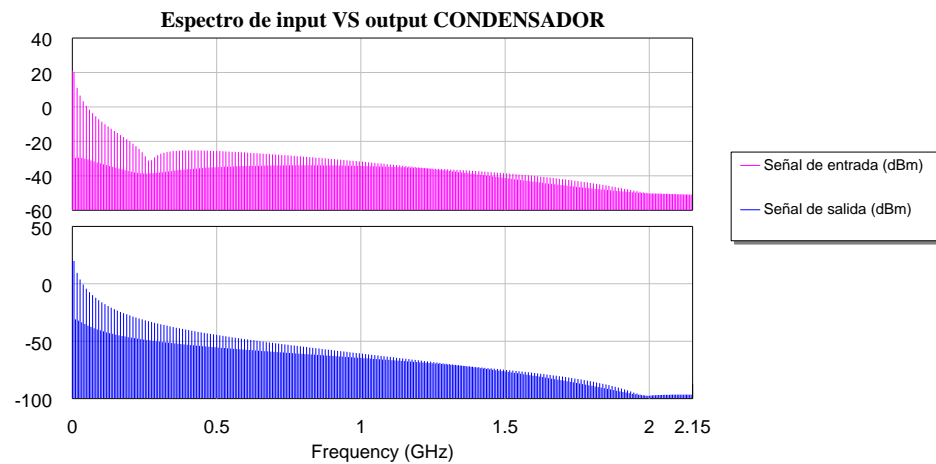
Siguiendo el orden establecido hasta el momento, primero se estudiará el comportamiento de las señales en el dominio del tiempo.



*Figura 5.7: Comportamiento en el dominio del tiempo del circuito capacitivo*

Se puede observar en la imagen anterior como la carga y descarga del condensador afecta en el ancho del pulso y en su forma. No obstante, tanto la señal de entrada como la de salida tienen el mismo comportamiento.

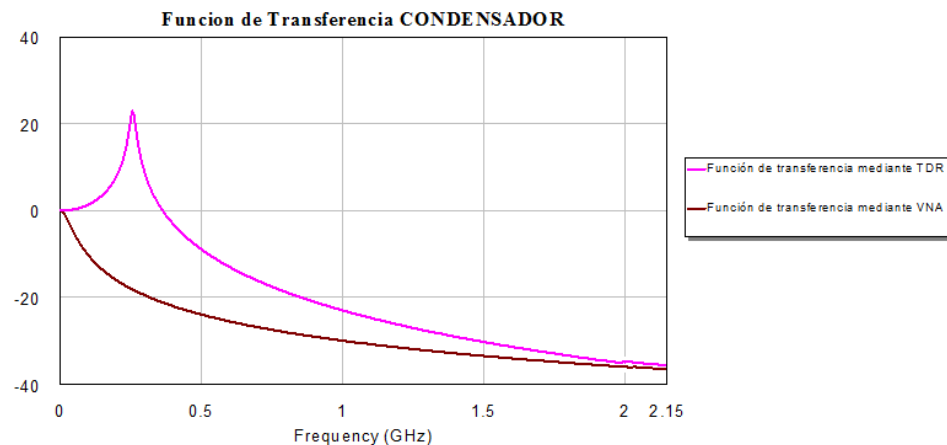
A continuación se estudia el comportamiento en frecuencia de la señal.



*Figura 5.8: Comportamiento en frecuencia del circuito capacitivo*

Al igual que en el caso de la bobina, el comportamiento entre la señal de entrada y la salida es muy similar, pero en este caso se observa que a la altura de los 250MHz, en la señal de entrada, debido a la capacidad del condensador se produce una bajada señal que, sin embargo, recupera potencia más tarde. También cabe destacar que la atenuación de la señal de salida respecto a la señal de entrada es mucho más drástica que en el caso del circuito de la bobina, y si se deseara captar la señal de este circuito probablemente el equipo no lograría capturar gran parte de la señal dentro del ancho de banda debido a los niveles tan bajos de potencia.

Como parte final de la simulación de este circuito, se pasará a comparar las funciones de transferencia utilizando el método del TDR y el del VNA.



*Figura 5.9: Comparación función de transferencia TDR vs VNA*

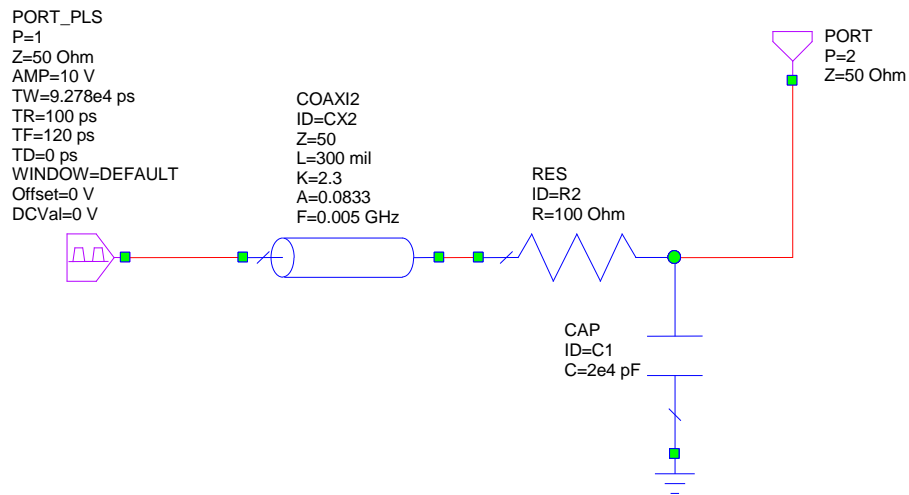
En la función de transferencia utilizando el TDR se observa un pico de la señal, a la misma frecuencia que se apreciaba un nulo en la FFT de la señal de entrada en la imagen anterior. Como en ese caso, es debido al comportamiento del condensador, representando así el pico de tensión que otorga el condensador una vez cargado. Este pico no queda representado en la función de transferencia mediante el VNA ya que es la forma general de la respuesta del parámetro S21 a cualquier frecuencia (aplicándole una tensión uniforme en todo el espectro).

Teniendo en cuenta este aspecto, el resto del comportamiento de ambas señales es el esperado.

### 5.1.3 Circuito con un Filtro RC

Para finalizar este apartado de estudio de circuitos simples, se simulará un filtro compuesto de una resistencia en serie y un condensador en paralelo.

El esquema de este circuito es el siguiente:



*Figura 5.10: Esquema del circuito RC*

Las señales de entrada y de salida en el dominio del tiempo tienen el siguiente comportamiento:

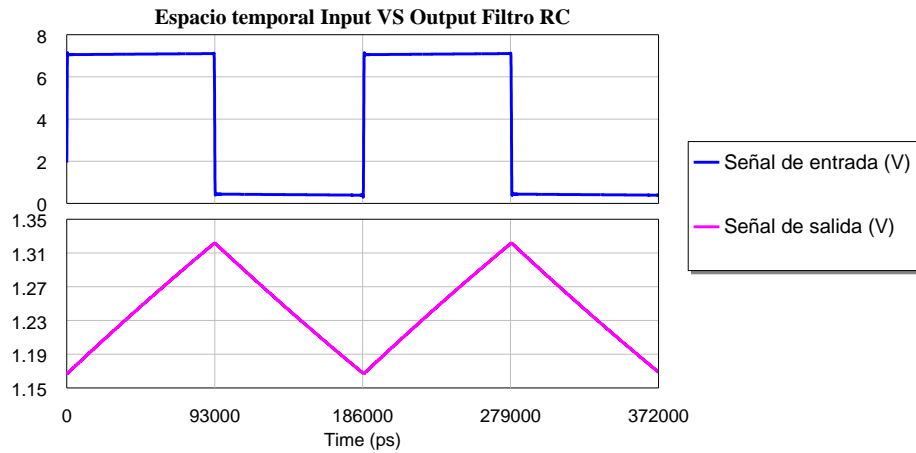


Figura 5.11: Comportamiento en el tiempo del circuito RC

El comportamiento de la señal de salida es el esperado de un filtro RC.

El siguiente paso es simular, como se ha venido realizando en los ejemplos anteriores, las señales de entrada y de salida en el dominio de la frecuencia.

Este es el resultado de la simulación:

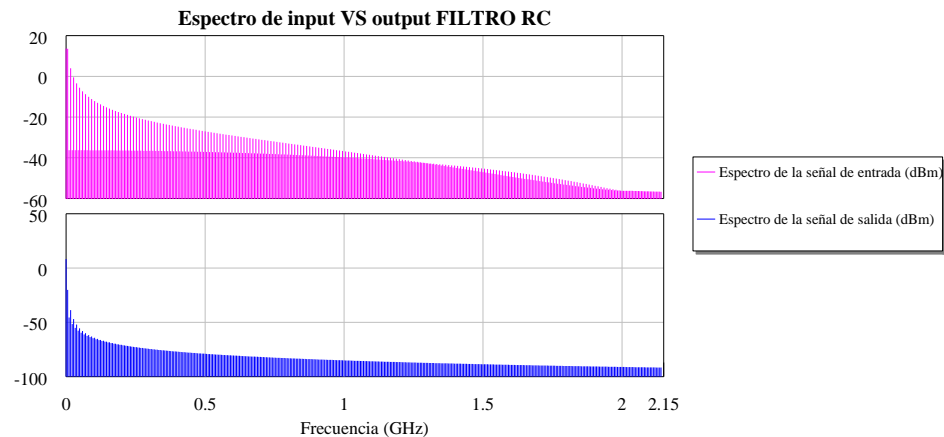
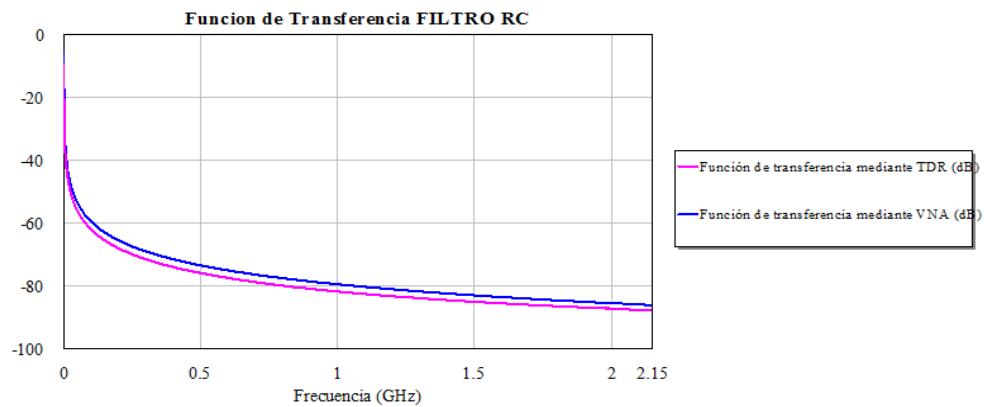


Figura 5.12: Comportamiento en frecuencia el circuito RC

La diferencia más trascendental entre ambas señales es la gran atenuación que sufre la señal de salida respecto a la de entrada. Observando los valores de la potencia en dBm, se deduce que una señal así sería muy difícil de medir sin un equipo de amplificación de la potencia colocado antes del equipo de medición, ya que en frecuencias bajas la señal está por debajo de los -50dBm de potencia.

Ahora se comparará ambas funciones de transferencia:



*Figura 5.13: Comparación función de transferencia TDR vs VNA*

En esta figura se aprecia que ambas simulaciones son muy parecidas, que es lo que se viene buscando con este estudio.

Ahora que ya se ha explicado y entendido el método de simulación para lograr la caracterización de los circuitos que se han utilizado, el siguiente paso es empezar con las medidas necesarias para caracterizar los diferentes dispositivos que forman las redes SMATV de las ICT's.

## 5.2 Caracterización de elementos que forman la red SMATV

En este apartado se estudiará el comportamiento de varios dispositivos que forman la red de SMATV. Al igual que en el apartado anterior, se tomará el *AVPP-I-C* como generador de pulsos.

### 5.2.1 Atenuador Kontag Banda de Paso



*Figura 5.14: Atenuador Kontag banda de paso*

La función de un atenuador es la de, cómo su propio nombre indica, atenuar la señal en una zona determinada, en este caso suelen estar situados en el equipo de cabecera de la red ICT, antes de empezar con la distribución de la señal a todos los usuarios, sobre todo en las zonas más próximas al sistema receptor o captador, ya que la señal es probable que llegue con más potencia que la que puede soportar el equipo de recepción final del usuario.

Para poder simular este dispositivo, primero habrá que importar el fichero de los parámetros S del atenuador al esquema del circuito, y añadirle este fichero a un *subcircuito* del AWR para que haga la función del dispositivo.

Además, hay que fijarse en el fichero de parámetros S para comprobar en qué rango de frecuencias ( $F_{s_{max}}$ ) se han obtenido estos parámetros y qué separación hay entre ellos ( $F_s$ ). Se observa que la  $F_{s_{max}} = 0.86\text{GHz}$  y la  $F_s = 0.00205\text{GHz}$ , por lo tanto hay que tener en cuenta que:

$$T_s = \frac{1}{F_s} = 487805\text{ps} ; T_w = \frac{T_s}{2} = 243902\text{ps} \quad (5.1)$$

Teniendo en cuenta estas consideraciones, y que se realizará la simulación tomando como generador de pulsos el modelo AVPP-1-C (AVTECH), el esquema final queda de la siguiente manera:

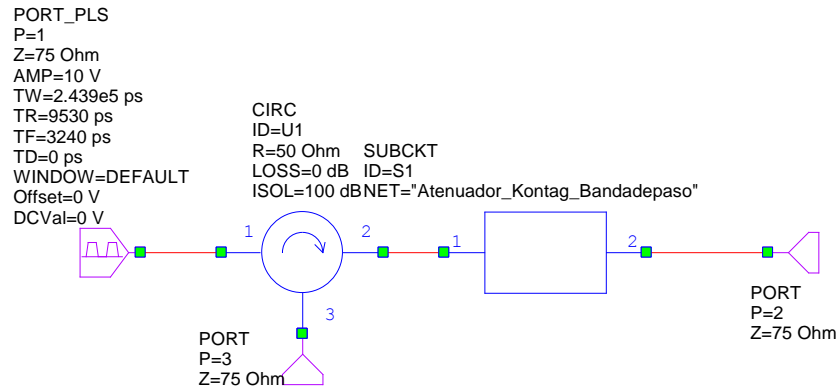
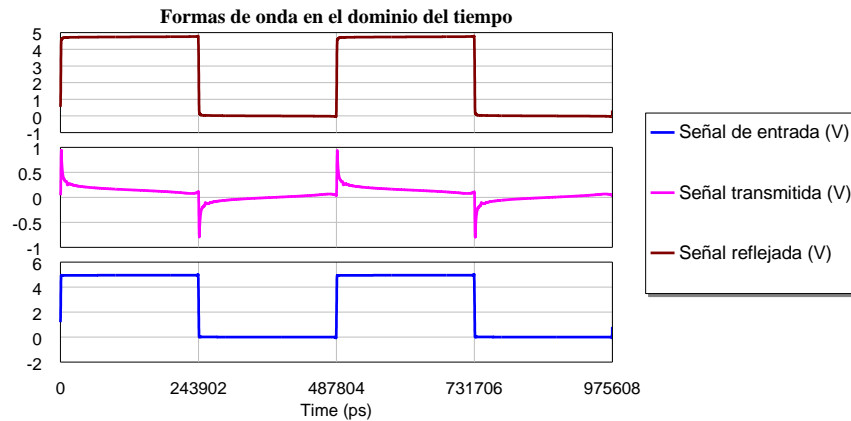


Figura 5.15: Esquema del circuito del atenuador

Debido a que el atenuador que se está utilizando tiene una  $Z_o = 75\Omega$ , se decide configurar los puertos con esa misma impedancia característica para que no haya desadaptación.

Siguiendo la manera de proceder de este proyecto a la hora de presentar los resultados, a continuación se muestra el comportamiento de la señal en el dominio del tiempo.

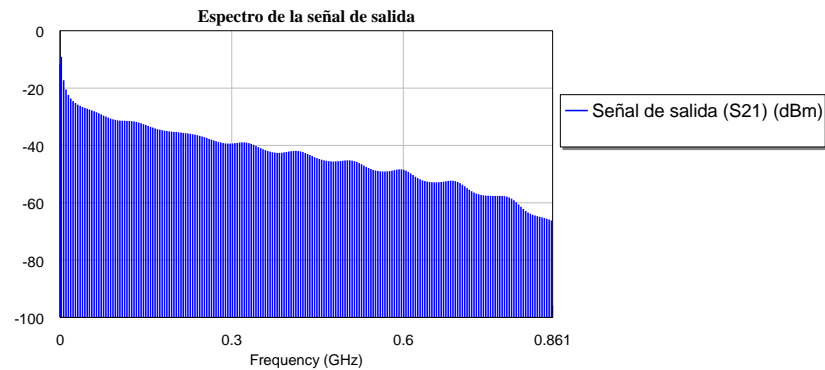




*Figura 5.16: Comportamiento de las señales en el dominio del tiempo*

Antes de pasar con el siguiente paso, que no es otro que simular el espectro de la señal de salida, es necesario calcular cuántos puntos de simulación (N) se necesitan para realizar la simulación en todo el ancho de banda que se quiere estudiar. Utilizando la fórmula 4.3, el resultado es de **N=420** puntos.

Este es el aspecto de la señal de salida en el dominio de la frecuencia teniendo en cuenta lo comentado anteriormente:



*Figura 5.17: Espectro de la señal de salida*

Estudiando la figura, se aprecia que a los  $0.3\text{GHz}$ , la señal ha sufrido una atenuación considerable, de unos  $40\text{dBm}$ . A partir de esa frecuencia la atenuación continua algo más "suavizada" hasta que se acerca al valor límite de  $0.86\text{GHz}$ .

Por último, se estudiará la función de transferencia de este dispositivo. Cabe destacar que, al igual que pasaba en el apartado 5.1, se ha tenido que adaptar un poco las ecuaciones para calcular la función de transferencia para obtener éstas con buena resolución, y no con una oscilación que no permitiese interpretar bien su comportamiento. Los parámetros que se han ajustado para una correcta simulación han sido la  $F_{s_{max}}$ , la  $F_s$  y  $N$ , tomando los valores de  $0.84\text{GHz}$  (en vez de los  $0.86\text{GHz}$  iniciales),  $2\text{MHz}$  (en vez de los  $2'05\text{MHz}$ ) y  $420$  armónicos respectivamente.

Esta son las ecuaciones utilizadas para calcular la función de transferencia mediante el método TDR:

```

Calculo la FFT de la señal de entrada por separado, parte real e imaginaria
R_FFT_Ventrada = MLIN_TRANS:Re(Vfft(PORT_1,0,3,500000,4,420,0,6,0))[1]
I_FFT_Ventrada = MLIN_TRANS:Im(Vfft(PORT_1,0,3,500000,4,420,0,6,0))[1]
Calculo la FFT de la señal transmitida por separado, parte real e imaginaria
R_FFT_Vsalida = MLIN_TRANS:Re(Vfft(PORT_2,0,3,500000,4,420,0,6,0))[1]
I_FFT_Vsalida = MLIN_TRANS:Im(Vfft(PORT_2,0,3,500000,4,420,0,6,0))[1]
Calculo la función de transferencia
Ftransferencia_frec21=(R_FFT_Vsalida+I_FFT_Vsalida*j)/((R_FFT_Ventrada+I_FFT_Ventrada*j)+0.000000001)

```

El resultado de la simulación es el siguiente:

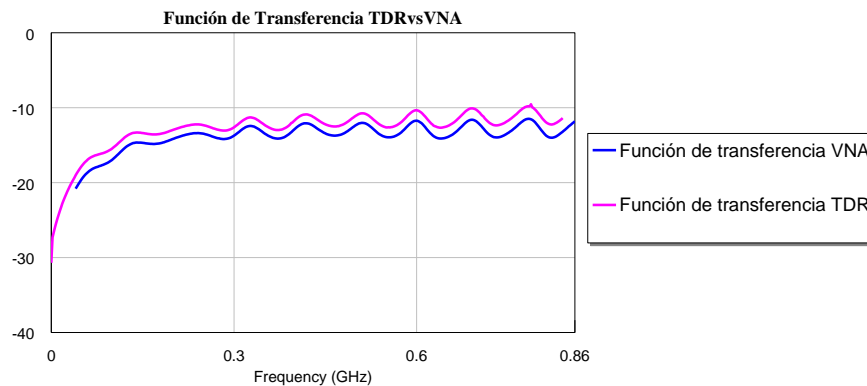


Figura 5.18: Comparación función de transferencias TDR vs VNA

El comportamiento de ambas funciones es muy parecido, pero hay que tener en cuenta que debido a la aproximación realizada para que diese valores enteros la función de TDR y así evitar errores de cuantificación, ésta no coincide exactamente con los valores de la función VNA.

### 5.2.2 Derivador Televés 5426



*Figura 5:19: Derivador Televés 5426*

El próximo dispositivo que forma parte de las ICT's que se va a analizar es un derivador. Estos dispositivos electrónicos se encargan de ramificar la señal de entrada sin prácticamente afectarla en su comportamiento. Este elemento se encuentra en lo que se conoce cómo la red de distribución de la red ICT.

Cada una de estas ramificaciones generadas por este elemento se usa principalmente para proporcionar señal de entrada a una vivienda, llamada salida derivada, teniendo además otra salida que normalmente va conectada a la entrada de otro derivador que éste a su vez otorgue señal a otras viviendas.

Para que quede más claro su funcionamiento, se muestra un esquema básico de la manera de proceder del derivador.

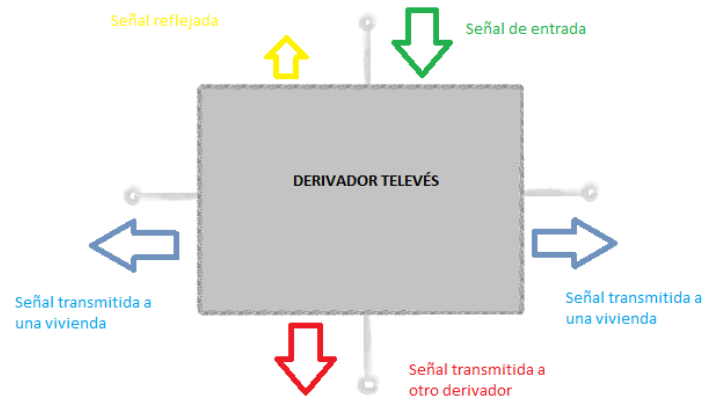


Figura 5.20: Esquema del funcionamiento básico del derivador

Habría que diferenciar la atenuación o pérdidas en las salidas conectadas a una vivienda, denominada atenuación de derivación (dB), y la atenuación o pérdidas producidas en la salida conectada a otro derivador, llamada atenuación de inserción (dB).

Este es el esquema final del dispositivo:

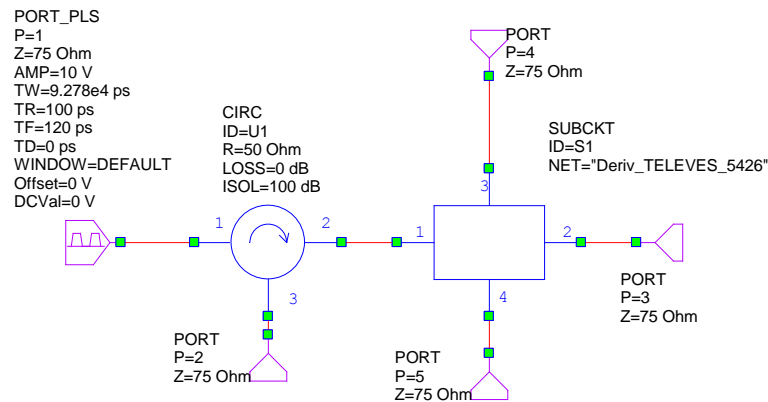


Figura 5.21: Esquema del circuito del derivador

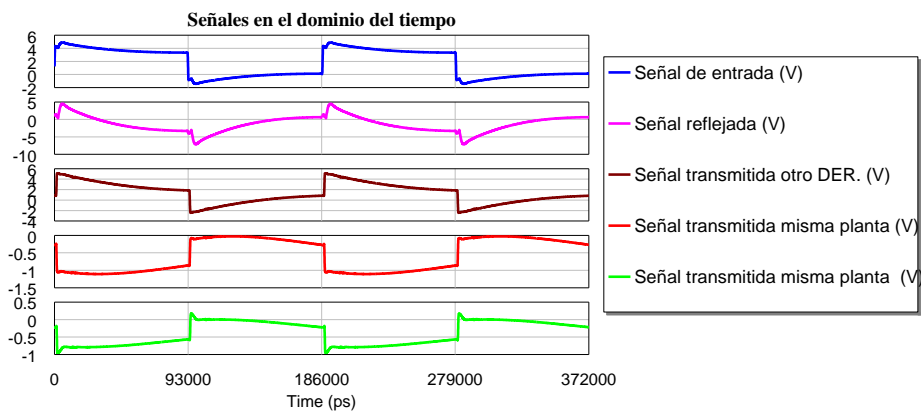
Para que no haya malentendidos más tarde sobre qué puerto se está hablando, se pasa a diferenciar brevemente cada puerto:

- Puerto 1: se introduce la señal de entrada, un tren de pulsos
- Puerto 2: se utilizará para medir la señal reflejada
- Puerto 3: se utilizará para medir la señal transferida a un hipotético derivador añadido
- Puertos 4 y 5: son los puertos que irán conectados a usuarios de la misma planta.

Observando el fichero de parámetros S se pueden sacar los valores de la frecuencia máxima de simulación, la frecuencia de simulación o de muestreo y el número de armónicos recogidos durante el muestreo.

Estos valores serán de 2,15GHZ, 5,36MHz y 401 muestras respectivamente.

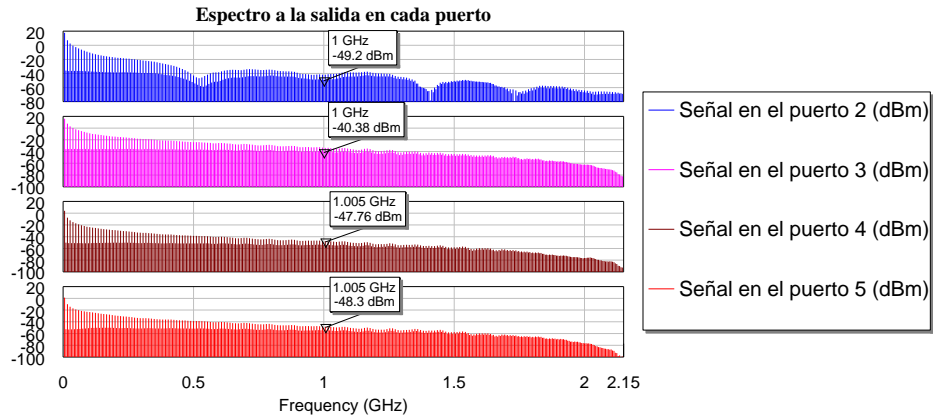
Definidos los puertos y los parámetros, se procederá a realizar la simulación de este dispositivo. En primer lugar, se estudiará las diferentes señales en el dominio del tiempo.



*Figura 5.22: Comportamiento de las señales en el dominio del tiempo*

Para comprobar que el resultado de la simulación sea el esperado, hay que fijarse en varios resultados. Uno de ellos es que tanto la señal de entrada como la señal transmitida a otro derivador tienen que ser muy parecidas, cosa que realmente es así. Por otro lado, tanto las señales salientes de los puertos 4 y 5 deben sufrir una

atenuación de derivación que mengua la señal de entrada que se tiene en el puerto 1. Esto también se cumple, por lo que ya se puede pasar al siguiente paso de la simulación: el espectro en frecuencia de las señales.



*Figura 5.23: Espectro de las señales del derivador*

Para facilitar el estudio de las señales de salida en el dominio de la frecuencia se ha añadido unos markers a la figura para que se puedan apreciar los niveles de potencia. Como se esperaba, los niveles de potencia en los puertos que transmiten la señal en la misma planta (puertos 4 y 5) tienen una atenuación muy parecida y más elevada que la señal que se transfiere a otro derivador (puerto 3). La señal del puerto 2 es la señal que se refleja a la entrada del derivador.

Para finalizar, mostrar la comparación entre el método del TDR y el del VNA con la función de transferencia de los puertos de salida del derivador.

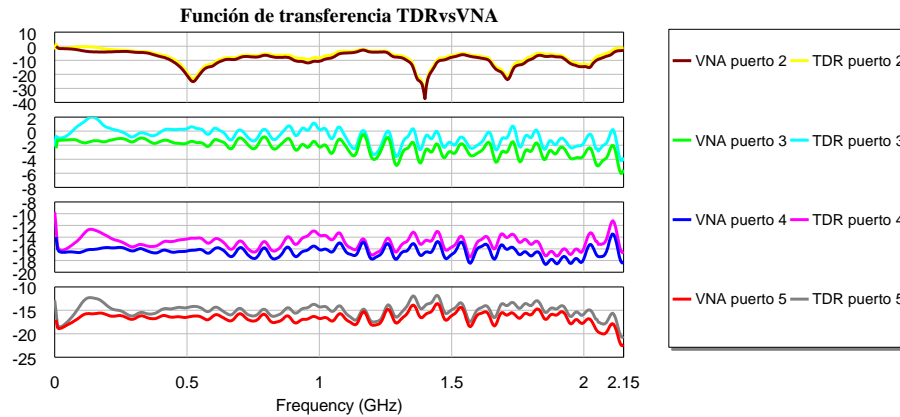


Figura 5.24: Comparación funciones de transferencia TDR vs VNA

El comportamiento de la señal en todos los puertos es muy parecido, y podría serlo más si no existiese el problema que ya se ha comentado en simulaciones anteriores (apartados 5.1.3 y 5.2.1) a la hora de hacer la función de transferencia con valores de frecuencia de simulación no enteros, lo que produce un ruido de cuantificación que influye en una oscilación en la función de transferencia mediante el TDR que no permite apreciar correctamente el comportamiento de la señal. Los parámetros que se han ajustado para una correcta simulación han sido la  $F_s$  y el  $N$ , tomando los valores de 5MHz (en vez de los 5.36MHz) y 430 armónicos respectivamente.

Con estos resultados se demuestra que se podrá caracterizar el dispositivo con cualquiera de los dos métodos y obtener resultados muy parecidos.

### 5.2.3 Pau con repartidor Televés 5449



*Figura 5.25: PAU + repartidor Televés 5449*

Este elemento es básico en la instalación interna de cada vivienda, se instala en la entrada de la red interior del domicilio. Se utiliza, además de repartir la señal al número determinado de tomas que tenga la vivienda, para delimitar responsabilidades a la hora de detectar posibles averías, es decir, la avería que se produzca del PAU hacía el interior del domicilio es responsabilidad del usuario final, sin embargo, la avería del PAU hacia la red distribución del edificio es responsabilidad de la operadora, de la comunidad de vecinos o a quién le corresponda.

Como se ha mencionado en el apartado anterior, el PAU con función de repartidor distribuye la señal a las diferentes salidas de la estancia, teniendo una sola entrada, por lo que a la hora de dividir la señal, el dispositivo es capaz de hacer esta división aportando señales con un reparto de la energía equitativo y con el mismo ancho de banda. Como es natural, las señales de salida sufren una atenuación con respecto a la señal de entrada, que no tienen por qué ser atenuaciones idénticas, llamada atenuación de paso.

A continuación se muestra un esquema de la instalación del dispositivo. En ella se aprecia como entra la señal de entrada procedente de la instalación y, en este caso, se divide en dos señales de salida.



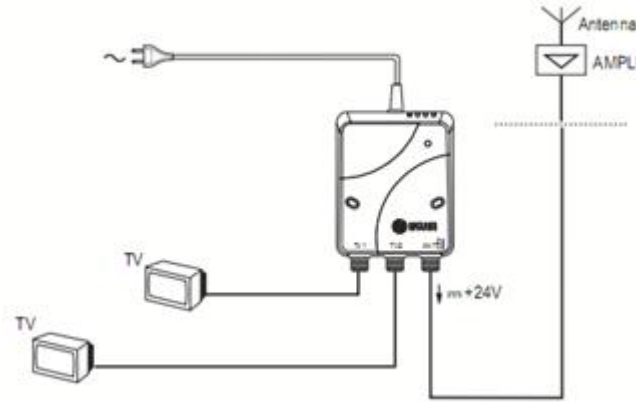


Figura 5.26: Esquema de conexión del PAU con repartidor (13)

Una vez se ha explicado el funcionamiento del PAU con repartidor, se procede con su simulación. Siguiendo el fichero de los parámetros S para este dispositivo, se tomará como la  $F_{s_{max}} = 2.15\text{GHz}$  y la  $F_s = 0.00536\text{GHz}$ , por lo tanto hay que tener en cuenta que:

$$Ts = \frac{1}{Fs} = 186000ps \quad ; \quad Tw = \frac{Ts}{2} = 93000ps \quad (5.2)$$

El esquema del circuito queda de la siguiente manera:

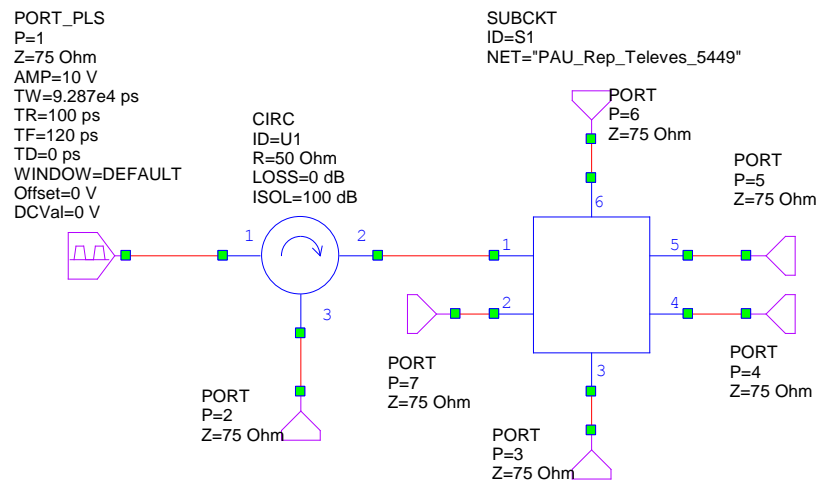


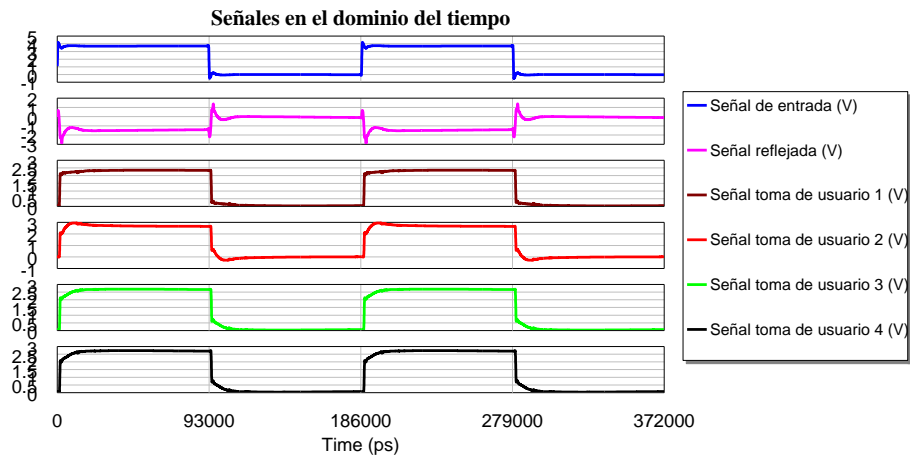
Figura 5.27: Esquema del circuito del PAU + repartidor

En el esquema se puede apreciar que el dispositivo tiene dos puertos de entrada, una de ellas en corto-circuito según las características del componente, que se corresponde con el puerto 2 del subcircuito, por lo que se decide adaptar ese puerto con una resistencia de  $75\Omega$  para que no influya en los resultados que se obtengan a partir de ahora.

La distribución de los puertos de este circuito es cómo se indica a continuación:

- Puerto 1: se introduce la señal de entrada, un tren de pulsos.
- Puerto 2: se utilizará para medir la señal reflejada.
- Puertos 3,4,5 y 6: se utilizará para medir la señal de salida a las tomas de usuario.
- Puerto 7: es la entrada cortocircuitada del dispositivo.

Se estudiará ahora el comportamiento de la señal en el dominio del tiempo.

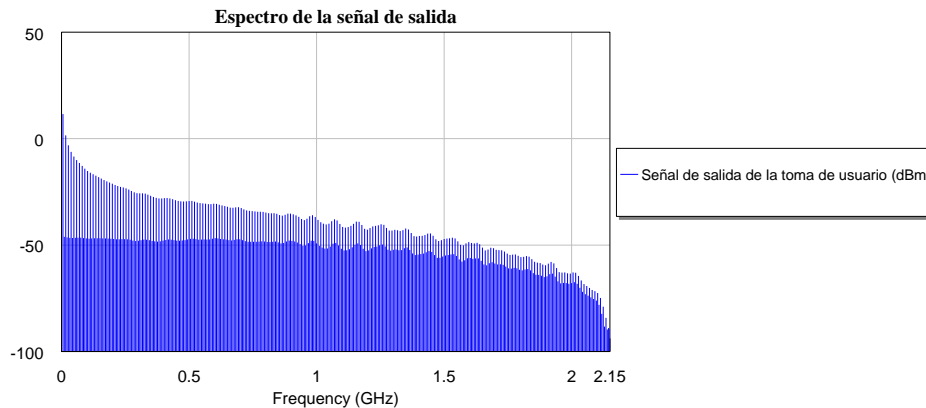


*Figura 5.28: Comportamiento de las señales en el dominio del tiempo*

Se puede apreciar que las 4 tomas de usuario entregan una señal de salida muy parecida, cada una atenuada de manera diferente respecto a la señal de entrada como se comentó al comienzo de este análisis. El único puerto que no se representa en la figura anterior es el puerto 2 del PAU, es decir, la entrada

cortocircuitada, debido a que la señal, cómo cabía esperar, es nula, por lo que su importancia no es relevante para la caracterización del dispositivo.

Para analizar el comportamiento de la señal de salida que entrega el PAU con repartidor en el dominio de la frecuencia será suficiente con comprobar una de las cuatro salidas, ya que se ha demostrado en el estudio de la señal en el dominio del tiempo que el comportamiento de las cuatro salidas son muy similares, variando ligeramente la energía de la señal. Se ha tomado como muestra la señal entregada por el puerto 3 del dispositivo.



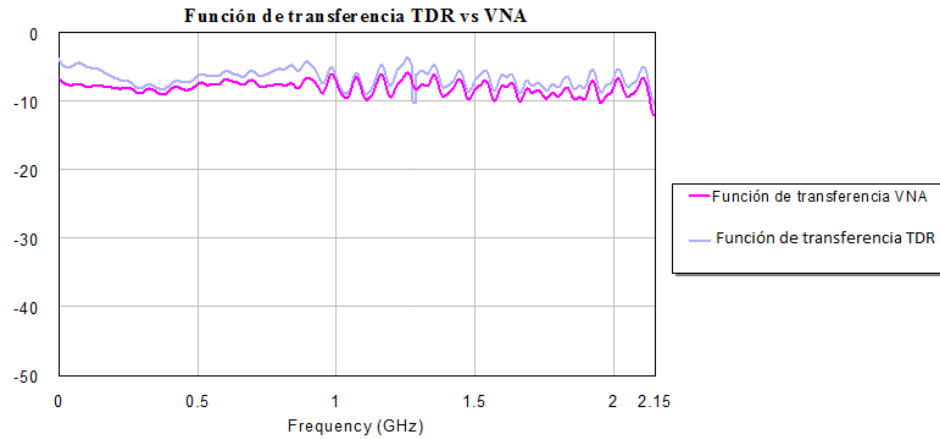
*Figura 5.29: Espectro de la señal de salida del PAU con repartidor*

En la figura anterior se puede observar cómo la señal se va atenuando a medida que se alcanzan frecuencias más elevadas, mezclándose al final con el ruido blanco de la propia simulación.

Finalmente, se compararán a continuación las funciones de transferencia de ambos métodos, con el TDR y el VNA, para comprobar que los resultados sean parecidos y ver así que el método de análisis es el correcto.

Cabe destacar que, para evitar los errores de cuantificación aparecidos en simulaciones anteriores, se volverá a aproximar los valores de las ecuaciones para que la simulación tenga un resultado nítido. Los valores de los parámetros

aproximados son idénticos a los del cálculo para el derivador Televés (apartado 5.2.2).



*Figura 5.30: Comparación de funciones de transferencia TDR vs VNA*

El comportamiento de ambas funciones es muy similar, teniendo en cuenta la aproximación que se ha realizado, por lo que se puede concluir que el dispositivo ha sido caracterizado de forma correcta.

## 6. Conclusiones

Cómo ya se comentó de forma resumida en la introducción de este proyecto, el objetivo del mismo era poder ser capaces de encontrar una señal idónea para el análisis de las redes SMATV mediante el método del TDA (Time Domain Analysis).

Al comienzo del proyecto, se ha incluido una introducción sobre las ICT's para situar al lector sobre las características principales de estas redes, en especial de las SMATV, objeto de estudio de este proyecto. A continuación, utilizando conceptos teóricos, se ha intentado demostrar que un análisis en el dominio del tiempo es más adecuado para hacer pruebas de calidad o detección de posibles averías en las redes SMATV que un análisis en el dominio de la frecuencia, forma de la cual se venía haciendo hasta ahora, ya que el primero puede aportar más claridad a la hora de detectar, por ejemplo, una posible rotura de un cable de la red de distribución en función de la atenuación que se produce en la señal de salida o permite caracterizar dispositivos o redes que con el segundo método no era posible.

En cuanto a la señal de prueba, en primer lugar, se ha discutido sobre qué tipo de señal sería la más adecuada para realizar un análisis, si sería una señal de tipo escalón o sin embargo una señal formada por un tren de pulsos. Se decide que la señal más adecuada es un tren de pulsos, debido a que una señal de tipo escalón es más difícil de captar por el receptor, en este caso un osciloscopio, ya que debería existir una sincronización perfecta entre la señal de entrada en la red y la señal de salida. Sin embargo, con un tren de pulsos que se repite en todo el rango de frecuencias que se pretende medir es mucho más fácil captar esa señal. Una vez decidido el tipo de señal que se utilizará para las medidas/simulaciones, se ha ido ajustando cada uno de los parámetros más importantes (ancho de banda, frecuencia de simulación, tiempos de subida y de bajada, ciclo de trabajo, etc.) hasta conseguir una señal que funcionase a nivel general en toda red. Los resultados más importantes que se han demostrado sobre las características de la señal, entre otros, son: que el mejor ciclo de trabajo del pulso de la señal de entrada es el del 50%, obteniendo una señal sin rizado de pico que dificulta las medidas de potencia; o que los tiempos de subida y de bajada del pulso de entrada han de ser bajos, del orden de entre 30-120ps, porque si no se introducen dentro del rango de frecuencias de la red (2.15GHZ) los nulos formados por estos tiempos de subida y bajada, distorsionando la señal y anulando ciertas frecuencias.

Con estos resultados se ha realizado una comparación de diferentes generadores de pulsos, con el objetivo de comprobar que los parámetros que se han decidido cómo ideales fueran también reales. El resultado de esta comparación es que los 2 primeros generadores que se han simulado no eran adecuados, ya que sus tiempos de subida y de bajada eran demasiado elevados para estas medidas, pero el tercer generador, el *AVPP-1-C de AVTECH*, ha sido el elegido como generador que se podría utilizar, ya que cumple los requisitos antes descritos.

El siguiente paso, y a la vez último, es aplicar los resultados obtenidos en el estudio de la señal de entrada a la caracterización de los diferentes dispositivos que conforman la red SMATV, en este caso, un atenuador, un derivador y un PAU con repartidor. Antes de pasar a la simulación de estos elementos, se decide hacer la simulación de 3 circuitos básicos (capacitivo, inductivo y filtro RC) para introducir ciertos aspectos nuevos que no se habían utilizado en anteriores simulaciones de este proyecto, como por ejemplo la función de transferencia, utilizando estos circuitos de funcionamiento más asequible.

Después de comprobar que los resultados de la simulación de los dispositivos son cómo se esperaban, tanto el comportamiento de las diferentes señales en el dominio del tiempo y en el de la frecuencia (atenuaciones lógicas, señales que deben ser iguales que realmente lo sean y al contrario, etc.) como la comparación de funciones de transferencia entre el método TDR (Time Domain Reflectometry) y el VNA (Vector Network Analyzer) y ver que ambos dan formas de onda muy similares, se da por conseguido el objetivo de este proyecto, que no era otro que el de conseguir obtener una señal de entrada que permitiese caracterizar los dispositivos de las redes SMATV de una forma correcta mediante el análisis en el dominio del tiempo (TDA).

Finalmente, es necesario mencionar que este proyecto permite muchos puntos de partida a partir de aquí. Uno de ellos sería llevar las conclusiones que se han sacado mediante la simulación de la señal de test a medidas físicas en una red SMATV, comprobando que realmente con este método de análisis y ésta señal se pueden realizar medidas sobre la red. Otro punto de acción que se podría ampliar es profundizar en el estudio de las diferentes averías que se pueden producir en la red estudiando las atenuaciones que se producen en la señal recibida y así poder determinar qué tipo de averías son a través de la atenuación, es decir, mediante el estudio de la atenuación, saber si se trata de un cable cortado, una

desadaptación, un corto-circuito en la toma del usuario, etc. Otra opción sería enfocar el estudio más sobre el material necesario para realizar estas medidas, incluyendo el añadido de un hipotético presupuesto para la adquisición de estos aparatos: buscar un osciloscopio que tuviese las mejores características para lo que se pretende hacer y/o encontrar un generador de pulsos que se adecuase lo mejor posible a la relación calidad/precio.

## 7. Bibliografía

- [1] Ministerio de Industria y Ciencia. BOE
  
- [2][http://sociedadinformacion.fundacion.telefonica.com/docs/repositorio//es\\_ES//Telefonica y SI/Publicaciones/libro\\_blanco/5.pdf](http://sociedadinformacion.fundacion.telefonica.com/docs/repositorio//es_ES//Telefonica%20y%20Medio%20Ambiente/Publicaciones/libro_blanco/5.pdf)
  
- [3]<http://televisiondigitalterrestretdt.com/ICT.htm>
  
- [4]<http://www.tecnicsuport.com/index.php?pagina=http://www.tecnicsuport.com/elec/taulesconsulta/xarxes%20vdi/ict.html>
  
- [5] Proyecto Fin de Carrera Jesús Ángel Infantes de la Torre, "Estudio de las técnicas de medida TDA y su aplicación a las redes SMATV", Universidad Carlos III (Madrid)
  
- [6] <http://www.cibersociedad.net/congres2006/gts/comunicacio.php?id=1039>
  
- [7] “*Time Domain Reflectometry Theory*”, Agilent Technologies Application Note 1304-2, Mayo 2006.
  
- [8] “*TDR Impedance Measurements: A Foundation for Signal Integrity*” Tektronix application note, 2008.
  
- [9] Pozar, David M., “*Microwave Engineering*” Second Edition, Wiley, NYC 1998



[10] “Limitations and Accuracies of Time and Frequency Domain Analysis of Physical Layer Devices”, Agilent Technologies White Paper, Noviembre 2005.

[11] “*Choosing Signal Integrity Measurement Tools: Time or Frequency Domain?*”, TDA SYSTEMS Application Note, Enero 2002.

[12] Alan V. Oppenheim, Alan S. Willsky, S. Hamid NAWAB, “*Signals and Systems*” Second Edition, Pearson Hall 1998

[13]<http://www.superantena.es/fuente-de-alimentacion/815-fuente-de-alimentacion-24-v-100-ma-2-salidas-f-ikusi.html>

## 8. Anexos



### Model 10,050A Programmable Pulse Generator

Output Pulse Parameters [1]	
Amplitude into 50 $\Omega$	10 V, $\pm 0.2$ V [2]
Polarity	Positive only
Baseline	0 V
Risetime (10% - 90%)	45 ps typical, 55 ps max.
Falltime (90% - 10%)	110 ps typical, 130 ps max.
Duration (50%) [2]	100 ps (nominal) to 10 ns adjustable in 2.5 ps steps
Baseline Precursor	< 1 %
Topline Overshoot	4% typical
Topline Perturbations	< $\pm 3\%$ for $t < 2$ ns
Topline Flatness	< $\pm 0.5\%$ , for $2$ ns $< t < 10$ ns
Source Impedance	50 $\Omega$ , nominal
Reflection Coefficient	$\pm 5\%$ during pulse +80%, -40% after pulse

Trigger and Timing	
Trigger Output Pulse	2.4 V into 50 $\Omega$ , 50 ns
Delay [2]	0 to 63 ns, 1 ns (nom) steps
Delay Jitter	1.5 ps rms typical, 3 ps rms max.
Period	10 $\mu$ s to 1 sec, 0.1 $\mu$ s steps
Repetition Rate	1 Hz to 100 kHz
Trigger Mode	Int., ext., manual or GPIB
Ext. Trigger Input Level	-2 V to +2 V, 1 mV steps positive or negative slope
Max. Ext. Trigger Input	$\pm 5$ V
Ext. Trigger Impedance	50 $\Omega$
Trigger In/Out Delay	90 ns
Ext. Trigger Jitter	5 ps rms typ. (< 1 ns rise)
Ext. Gate Input	TTL, > 2 V on, < 0.5 V off
Ext. Gate Impedance	50 $\Omega$

GPIB Capabilities	
Standard	IEEE 488.1 - 1987
Interface Functions	SH1, AH1, T8, L4, SR1, RL1, PP0, DC1, DT1, C0 and E2
Programmable Parameters	
Time	Duration, delay, period and frequency
Trigger Source	Int, ext, manual and GPIB
Trigger	Level, slope, hysteresis and gate
Set Up	Save/recall in 10 memories with battery back up
Other	Enable, disable, header and reset

General Specifications	
Controls	Power, menu, data entry, disable enable, local and manual trigger
Connectors	SMA for 10 V pulse output, BNC for trig in, gate in and trig out
Power Supply (mains)	100, 115 or 230 V AC, $\pm 10\%$ switch selectable, 50 or 60 Hz
Power Consumption	48 VA (60 Hz), 65 VA (50 Hz)
Operating Environment	Indoors, 0 C to 50 C, < 80%rh [2]
Safety Certifications	Conforms to EN-601010-1 (CE mark) UL-1244 and IEC-348. Safety class I. For lab use only by qualified personnel
EMI Certifications	Conforms to EU Directive 89/336/EEC EN55011 and EN50082-1, CE mark
Calibration	Calibration report with waveforms furnished, NPL/NIST-traceable, valid at $\pm 23$ C $\pm 3$ C and 100 kHz rep. rate
Warranty	One year. Thirty day limited warranty on 4050RPH Pulse Head. See Terms and Conditions of Sale for details.
Accessories Included	Pulse Head, Model 4050RPH Coax Cable, Model 5015-4ft., power cord, rack mount kit, instruction manual and video
Dimensions	19" x 15.2" x 5.5" (48.3 x 38.6 x 14 cm)
Weight	21 lbs (9.5kg), 28 lbs (13kg) shipping

#### Notes

[1] The performance parameters listed here are typical values as measured using an HP-54121A, 20 GHz, digital sampling oscilloscope and 30 dB, DC-26 GHz attenuator. Parameters are guaranteed only when max. and/or min. limits are given.

[2] The duration and delay values displayed on the front panel LCD and programmed over the GPIB are only to be considered "nominal" values and not absolute values. The duration and delay parameters do exhibit some thermal drift, rep. rate dependency and interaction. There will be some loss in amplitude at minimum pulse durations. The amplitude tolerance of  $\pm 0.2$  V holds only for  $> 2$  ns durations. Always use an oscilloscope as an independent check of these pulse parameters. The instrument is adjusted and calibrated at the factory in an ambient temperature of 23 C ( $\pm 3$  C) at a rep. rate of 100 kHz. The instrument will operate over a temperature range of 0 C to +50 C but will not meet all specifications over this range.

[3] The 10 V, 45 ps pulse is generated by a PSPL Model 4050RPH Pulse Head. The pulse driver is built into a 19" rack-mount cabinet. The driver pulse output is connected to the Pulse Head using a supplied, microwave quality, 4 ft., SMA, coax cable. This allows the user to connect the ultra-fast 45 ps pulse directly to the circuit or instrument under test. This eliminates the risetime slowing effects of interconnecting coaxial cables.

[4] CAUTION: The semiconductors in the Pulse Head are fragile and susceptible to damage by static discharge. Use care when handling it. Always discharge cables and loads prior to connecting it. The Pulse Head is designed to work into a 50  $\Omega$  load or an open or short circuit. It can be damaged if an external voltage is applied.

PICOSECOND PULSE LABS P.O. BOX 44 BOULDER, CO 80306, USA TEL: 1.303.443.1249 FAX: 1.303.447.2236



## SPECIFICATIONS

## AV-1010,1011,1015 SERIES

Model <sup>1</sup> :	AV-1015-B	AV-1010-B	AV-1011-B	AV-1011B1-B
Pulse output amplitude <sup>2,3</sup> : ( $R_L = 50 \text{ Ohms}$ )	$\leq 5$ to 50 V (for $Z_{out}=2\Omega$ ) $\leq 1$ to 25 V (for $Z_{out}=50\Omega$ )	$\leq 10$ to 100 Volts (for $Z_{out} = 2 \Omega$ ) $\leq 1$ to 50 Volts (for $Z_{out} = 50 \Omega$ )		$\leq 10$ to 100 Volts
Pulse width (FWHM) <sup>3</sup> :	20 ns to 10 ms	25 ns to 10 ms	100 ns to 1 ms	100 ns to 1 ms
Rise & fall time (20%-80%):	$\leq 10 \text{ ns}$	$\leq 10 \text{ ns}$		$\leq 2 \text{ ns}$
Pulse repetition rate:	1 Hz to 10 MHz	1 Hz to 1 MHz <sup>5</sup>		1 Hz to 100 kHz
Maximum duty cycle:	25% into 50 $\Omega$ loads, 50% into $> 200 \Omega$ loads	10% into 50 $\Omega$ loads, 50% into $> 1 \text{ k}\Omega$ loads		5%
Output impedance <sup>3</sup> :	$\approx 2 \Omega$ or 50 $\Omega$ , switchable			$\approx 2 \Omega$
Required load impedance:	$\geq 50 \Omega$			50 $\Omega$
Output polarity:	Positive or negative, switchable			
DC offset:	0 V, fixed		0V, fixed (Optional <sup>4,5</sup> : 0 to $\pm 20\text{V}$ , 0.4A max)	0 V, fixed
Jitter:	$\leq \pm 35\text{ps} \pm 0.015\%$ of sync delay (sync out to pulse out)			
Pulse aberrations:	$\leq \pm 1\text{V} \pm 10\%$ of amplitude			
Double pulse mode spacing:	100 ns to 1 second (measured between the two leading edges of the pulse doublet) <sup>9</sup>			
Sync to main output delay:	0 to $\pm 1$ second			
Sync output:	+ 3V, 50 ns ( $R_L > 50\Omega$ )	+ 3V, 100 ns ( $R_L > 50\Omega$ )		
Gated operation:	TTL, synchronous or asynchronous, active high or low, switchable.			
External trigger:	TTL (Low = 0V, High = +3V to +5 Volt) pulse, 50 ns or wider. Input impedance is $\geq 1 \text{ k}\Omega$ .			
Minimum propagation delay, external trigger modes:	Advance: 200 ns Double pulse: 200 ns Delay: 200 ns $PW_{in} = PW_{out}$ : 120 ns			
GPIB and RS-232 control <sup>1</sup> :	Yes, standard feature on all -B units.			
Telnet / Ethernet control <sup>6</sup> :	Optional. See <a href="http://www.avtechpulse.com/options/tnt">http://www.avtechpulse.com/options/tnt</a> for details.			
Output protection:	The output is protected against short circuits, open circuits, and high duty cycle			
Connectors:	BNC female			
Power requirements:	100 - 240 Volts, 50 - 60 Hz			
Dimensions:	100 mm x 430 mm x 375 mm (3.9" x 17" x 14.8")			
Chassis material, Weight:	Anodized aluminum with blue-gray plastic trim. $\leq 10 \text{ kg}$ (22 lbs).			
Temperature range:	+5°C to +40°C			
Optional rack-mount kit:	Add the suffix "-RS" to the model number to include 19" rack mount kit			

- 1) -B suffix indicates IEEE-488.2 GPIB and RS-232 control of amplitude and frequency. See <http://www.avtechpulse.com/soq> for details.
- 2) The output amplitude may also be controlled by applying 0 to +10 V DC to a rear-panel BNC connector.
- 3) The output pulse width may also be controlled externally by applying a TTL-level trigger of the desired width to a rear-panel BNC connector ( $PW_{in} = PW_{out}$  mode).
- 4) For adjustable (0 to  $\pm 20\text{V}$ ) DC offset, add -OT to the model number (e.g., AV-1011-B-OT). When generating a pulse with positive amplitude, the offset plus amplitude must remain between 0 and +100V, and when generating a pulse with negative amplitude, the offset plus amplitude must remain between 0 and -100V.
- 5) The maximum operating frequency of the AV-1011-B-OT is reduced to

500 kHz when the set offset is greater than  $\pm 10\text{V}$ .

- 6) Add the suffix -TNT to the model number to specify the Telnet / Ethernet control option.
- 7) This is the internal resistance in series with the output. It is not the load resistance.
- 8) The output can be set at lower values, but the overshoot may become significant relative to the pulse amplitude at low amplitudes.
- 9) The time between the trailing edge of the first pulse and the leading edge of the second pulse (the "dead time" when the output voltage is zero) must be equal to or greater than one-half of the set pulse width. For instance, if the pulse width is 1  $\mu\text{s}$ , the programmed delay between leading edges must be greater than 1  $\mu\text{s}$  (the pulse width) + 1  $\mu\text{s}$  / 2 (the minimum dead time) = 1.5  $\mu\text{s}$ .

See the Applications Notes area of the Avtech web site:

<http://www.avtechpulse.com/appnote>.



## SPECIFICATIONS

## AVPP SERIES

Model:	AVPP-1-C <sup>1</sup>	AVPP-1-B <sup>2</sup>	AVPP-1A-B <sup>3</sup>	AVPP-2-C <sup>1</sup>	AVPP-2-B <sup>2</sup>	AVPP-2A-B <sup>3</sup>
Amplitude <sup>4,5</sup> : (50Ω load)	0 - 10 Volts			0 - 20 Volts		
Pulse width (FWHM):	0.2 ns - 100 ns	0.4 ns - 100 ns	0.5 ns - 1 μs	0.6 ns - 100 ns		0.6 ns - 1 μs
PRF: internal trigger:	100 Hz - 1 MHz	1 Hz - 1 MHz	1 Hz - 500 kHz	10 Hz - 100 kHz	1 Hz - 100 kHz	1 Hz - 100 kHz
external trigger:	0 Hz - 1 MHz			0 Hz - 100 kHz		
Maximum duty cycle:	10%	10%	5%	1%	1%	5%
Rise times (20%-80%) <sup>6</sup> :	≤ 100 ps	100ps, > 5ns PW 150ps, < 5ns PW	≤ 200 ps	≤ 200 ps		≤ 250 ps
Fall times (80%-20%) <sup>6</sup> :	120ps, for > 10ns PW 420ps, for < 10ns PW		≤ 420 ps	350ps, > 8 ns PW 500ps, < 8 ns PW		
GPIB & RS-232 control <sup>7</sup> :	No	Yes	Yes	No	Yes	Yes
Required load impedance:	50 Ohms <sup>10</sup>					
Polarity <sup>8,9</sup> :	Positive or negative or both (specify)					
LabView Drivers:	-B units only: check <a href="http://www.avtechpulse.com/labview">http://www.avtechpulse.com/labview</a> for availability and downloads					
Propagation delay:	≤ 150 ns (Ext trig in to pulse out)					
Jitter:	± 35ps ± 0.015% of sync delay					
DC offset <sup>10</sup> :	Apply required DC offset to back panel solder terminals (± 50 Volts, 250 mA max)					
Trigger required: (external trigger mode)	TTL-level pulse (LOW = 0V, HIGH = +3 to +5 Volts). Minimum pulse width: 50 ns for -C units, 10 ns for -B units.					
Sync delay:	Sync out to pulse out: Variable 0 to 200 ns					
Sync output:	+3 Volts, 200 ns, will drive 50 Ohm loads					
Monitor output option <sup>9</sup> :	Provides a 20 dB attenuated coincident replica of main output					
Connectors:	Out: SMA, Trig: BNC, Sync: BNC, Gate (-B): BNC, Monitor: SMA					
Power requirements:	100 - 240 Volts, 50 - 60 Hz					
Dimensions:	(H x W x D) 100 mm x 430 mm x 375 mm (3.9" x 17" x 14.8")					
Chassis material:	cast aluminum frame & handles, blue vinyl on aluminum cover plates					
Temperature range:	+5°C to +40°C					

- 1) -C suffix indicates stand-alone lab instrument with internal dock and line powering. (See <http://www.avtechpulse.com/formats/> for the basic instrument formats).
- 2) -B suffix indicates IEEE-488.2 GPIB and RS-232 control of amplitude, pulse width, PRF and delay (See <http://www.avtechpulse.com/gpib/>).
- 3) For analog electronic control (0 to +10V) of amplitude or offset, suffix the model number with -EA or -EO. These units also include standard front-panel controls.
- 4) For operation at amplitudes of less than 20% of full-scale, best results will be obtained by setting the amplitude near full-scale and using external attenuators on the output.
- 5) For -C units, add 20% to the rise and fall times if an inverting transformer used.
- 6) For single polarity units, indicate desired polarity by suffixing model number with -P or -N (i.e. positive or negative). For dual-polarity -C units,

- suffix the model number with -P-PN or -N-PN where the suffix preceding -PN indicates the polarity at the mainframe output port. For dual-polarity -B units, simply add the suffix -PN.
- 7) Polarity inversion in dual-polarity "-C" units is achieved by manually adding a supplied inverting transformer accessory to the main output. The transformer will increase the rise and fall times slightly. Polarity inversion in dual-polarity "-B" units is controlled by front-panel settings (or computer command), and no external transformer is required, and no speed degradation occurs when changing polarities.
- 8) Add -OT to model number for internally generated 0 to ±5V offset option.
- 9) Add -M to model number for monitor option.
- 10) A 50 Ohm load is required. Other loads may damage the instrument. Consult Avtech ([info@avtechpulse.com](mailto:info@avtechpulse.com)) if you need to drive other load impedances.



AVPP-1-C

See our Applications Information Section on pages 104 - 112, and visit the application note area of the Avtech web site: <http://www.avtechpulse.com/appnote>.

Use the "Pick the Perfect Pulser" parametric search engine at <http://www.avtechpulse.com/pick> to find the best pulser for your application!